

**ANÁLISIS DEL DESVANECIMIENTO SELECTIVO POR MÚLTIPLE
TRAYECTORIA (MULTIPATH) Y SU APLICACIÓN EN EL DISEÑO DE RADIO
ENLACES DIGITALES.**

**HERMÁN ANTONIO FERNÁNDEZ GONZÁLEZ
COD. 7105050**



**UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA SEDE MANIZALES
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
2007**

**ANÁLISIS DEL DESVANECIMIENTO SELECTIVO POR MÚLTIPLE
TRAYECTORIA (MULTIPATH) Y SU APLICACIÓN EN EL DISEÑO DE RADIO
ENLACES DIGITALES.**

**HERMÁN ANTONIO FERNÁNDEZ GONZÁLEZ
COD. 7105050**

**Tesis presentada como requisito parcial para obtener el título de
MAGÍSTER EN INGENIERÍA
AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL**

**Director del Proyecto:
MsC. LUIS FERNANDO DIAZ**



**UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA, SEDE MANIZALES
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
2007**

RESUMEN

ANÁLISIS DEL DESVANECIMIENTO SELECTIVO POR MÚLTIPLE TRAYECTORIA (MULTIPATH) Y SU APLICACIÓN EN EL DISEÑO DE RADIO ENLACES DIGITALES

Por

HERMÁN ANTONIO FERNÁNDEZ GONZÁLEZ

UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

Director: Luís Fernando Días Cadavid, Ms.C

El presente trabajo propone una nueva metodología para el cálculo del margen de desvanecimiento en radioenlaces de microondas digitales de alta capacidad, teniendo en cuenta el desvanecimiento selectivo en frecuencia por multitrayectoria. Contiene un análisis de los métodos para el calculo de la probabilidad de no disponibilidad plana, los modelos que describen el comportamiento de la señal recibida en el receptor y los métodos de evaluación de la calidad de fidelidad para el calculo de la probabilidad de no disponibilidad selectiva en frecuencia. La metodología propuesta se basa en función de la probabilidad de error de bit (BER), la cual fue calculada en Matlab mediante algoritmos y simulaciones que describen la estadística de los desvanecimientos multitrayectoria.

ABSTRACT**ANALYSIS OF THE SELECTIVE FADING IN FREQUENCY BY
MULTITRAJECTORY (MULTIPATH) AND THEIR APPLICATION IN THE DESIGN
OF DIGITAL MICROWAVE RADIOLINKS**

By

HERMÁN ANTONIO FERNÁNDEZ GONZÁLEZ

UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

Advisor: Luís Fernando Días Cadavid, Ms.C

The document presents a new methodology for calculation of the fading margin in digital microwave radiolinks of high capacity, considering the selective fading in frequency by multitrajectory (multipath fading). An analysis of methods to calculate the probability of flat non-availability, the models which describe the behavior of the signal received in the receiver and the methods of evaluation of the quality of reliability for the calculations of the probability of selective non-availability in frequency are described. The proposed methodology is based on the probability of bit error rate (BER), the last was calculated in Matlab using algorithms and simulations which describe the statistics of the multipath fadings.

AGRADECIMIENTOS.

Al Dios por Iluminarme.

A Paola, Gabriel Felipe y Herman Esteban por su cariño y comprensión.

A mi madre Gloria por su apoyo incondicional.

Al Ing. Luis Fernando Díaz por la dirección, orientación y asesoría para el desarrollo del proyecto.

A nuestros amigos, especialmente a Carlos García y Jorge Julián por sus valiosos aportes.

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	1
1. DISTRIBUCIONES ESTADÍSTICAS DE LAS SEÑALES DE RADIO.	3
2. DESVANECIMIENTO SELECTIVO EN FRECUENCIA POR MULTITRAYECTORIA.	6
2.1. DESVANECIMIENTO	6
2.2. CLASIFICACIÓN DE LOS DESVANECIMIENTOS	8
2.2.1. <i>Desvanecimiento Factor K</i>	8
2.2.2. <i>Desvanecimiento Multitrayectoria</i>	8
2.3. PROBABILIDAD DE DESVANECIMIENTO	9
2.3.1. <i>Desvanecimientos Profundos</i>	9
2.3.2. <i>Métodos de Cálculo de la Probabilidad de Desvanecimiento</i>	11
2.3.2.1. Métodos de Mojoli	11
2.3.2.2. Método utilizado por Siemens	11
2.3.2.3. Método 1 de la Rec 530 ITU-R.....	12
2.4. DESVANECIMIENTO SELECTIVO.....	13
2.4.1. <i>Modelo de Tres Rayos Simplificados</i>	14
2.4.2. <i>Modelo de Dos Rayos Simplificados</i>	16
3. PROBABILIDAD DE ERROR.....	21
3.1. PROBABILIDAD DE ERROR A TRAVÉS DE CANALES DE RUIDO BLANCO GAUSSIANO AUDITIVO.....	21
3.2. PROBABILIDAD DE ERROR A TRAVÉS DE CANALES CON DESVANECIMIENTO RAYLEIGH	26
3.3. PROBABILIDAD DE ERROR A TRAVÉS DE CANALES CON DESVANECIMIENTO RICEAN	28
3.4. APLICACIÓN EN EL DISEÑO DE RADIOENLACES DIGITALES	29
4. CALIDAD Y MARGEN DE DESVANECIMIENTO EN RADIOENLACES DIGITALES.	31
4.1. EVALUACIÓN DE LA CALIDAD (FIDELIDAD)	31
4.1.1. <i>Método de la Firma (Signature)</i>	32
4.1.2. <i>Método de Margen Neto</i>	32
4.2. MARGEN DE DESVANECIMIENTO	33
4.2.1. <i>Metodología propuesta para calcular el Margen de Desvanecimiento Total teniendo en cuenta el Desvanecimiento Selectivo</i>	34
CONCLUSIONES.....	36
LISTA DE FIGURAS	37
REFERENCIAS	38

ANEXOS

ANEXO 1. DISTRIBUCIONES ESTADÍSTICAS DE LAS SEÑALES DE RADIO.

ANEXO 2. SIMULACIONES Y CÓDIGO FUENTE DEL MODELO DE DOS RAYOS.

ANEXO 3. SIMULACIONES Y CÓDIGO FUENTE DE LA PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT (BER) A TRAVÉS DE CANALES AWGN, RAYLEIGH Y RICEAN.

ANEXO 4. ARTICULOS REALIZADOS.

INTRODUCCIÓN

El estudio de los efectos de propagación sobre enlaces con línea de vista empiezan con la introducción de los sistemas de modulación en frecuencia (FM) en los comienzos de 1950.

Luego de mucho trabajo se desarrollaron modelos para predecir el rendimiento de los sistemas FM, sin embargo la introducción de los radios digitales en 1970 generó un nuevo interés en los detalles de los modelos, debido a que la radio digital es sensitiva a aspectos de la distorsión del canal que tienen un efecto mínimo en los sistemas de FM¹.

En muchas condiciones de propagación, las pérdidas o ganancias de señal dada la atmósfera son uniformes alrededor del ancho de banda de los canales de radio; un ejemplo son las pérdidas, dada una tasa de lluvia extrema. En estos casos, el acercamiento desarrollado para sistemas FM es aplicable a la radio digital. Por otra parte, al contrario de las señales FM, la eficiencia espectral en las señales de radio digital no tienen información redundante en las bandas laterales. Consecuentemente, las pérdidas selectivas de algunos de estos componentes en frecuencia pueden afectar la detectabilidad de la señal recuperada. Así, el modelamiento de los desvanecimientos selectivos en frecuencia es crucial para la evaluación del rendimiento de los sistemas digitales¹.

Es importante resaltar que en este informe se propone una metodología para calcular el margen de desvanecimiento en función de la probabilidad de error de bit (*BER*). Para tal fin se hizo necesario desarrollar algoritmos en Matlab que calculan la *BER*, modelando canales de comunicación AWGN, Rayleigh y Ricean con el propósito de determinar la disminución que se tiene en la potencia recibida y así calcular el margen de desvanecimiento necesario para obtener los niveles de sensibilidad deseados en el receptor y de acuerdo a esto definir los equipos necesarios en el sistema con el objeto de disminuir la probabilidad de que se produzcan apagones. En el capítulo 1 se hace una breve explicación de las distribuciones de probabilidad Lognormal, Rayleigh y Ricean con el fin de sustentar el aparato matemático utilizado para soportar el modelo propuesto.

Por otra parte se muestran los resultados del análisis realizado a los modelos de desvanecimiento multitrayectoria (multipath fading) y su aplicación en el diseño de radio enlaces de microondas digitales en función de la probabilidad de disponibilidad y no disponibilidad del enlace. Para estos diseños se realizaron simulaciones del modelo de dos caminos (two ray), recomendado por **Sasaki y Akima** – 1979², necesarias para evaluar el funcionamiento del notch, y así determinar la firma (signature) del demodulador. La importancia de esta firma, es modelar de alguna manera las condiciones atmosféricas adversas y determinar la probabilidad de no disponibilidad del enlace. Así la esencia del problema del modelamiento propuesto radica en representar los efectos de los defectos de

¹ RUMMLER, W. D., COUTTS, R. P., LINIGER, M., Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 30.

² Propagación por Caminos Múltiples. 1514. p. 6.

propagación, o las condiciones anómalas de propagación, las cuales pueden presentarse en el enlace durante términos muy cortos de tiempo (en ocasiones menores a cien segundos por año).

Con el fin de ilustrar los motivos de elección del Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia, como base fundamental del modelo, en el capítulo 2 se clasifican los desvanecimientos, se especifican los métodos para calcular la probabilidad de desvanecimiento y se enuncian las características de los modelos que describen los tipos de desvanecimientos. Considerando en particular el desvanecimiento multitrayectoria selectivo en frecuencia.

En el capítulo 3, se presentan los resultados del comportamiento de la probabilidad de error *BER* ante la presencia de canales AWGN, Rayleigh y Ricean. Estos resultados son producto de las simulaciones funcionales del modelo propuesto, efectuadas mediante los algoritmos desarrollados con base en las funciones soportadas por Matlab.

El capítulo 4, describe las consideraciones de calidad que se deben mantener en el diseño de radioenlaces digitales, aplicadas al cálculo del margen de desvanecimiento como el parámetro mas importante del sistema, con el objeto de dimensionar los equipos necesarios para la implementación del radioenlace, teniendo en cuenta los resultados obtenidos con el modelo propuesto. De igual manera, se definen los pasos a seguir para el cálculo de dicha variable y se enumeran las conclusiones del presente trabajo.

1. DISTRIBUCIONES ESTADÍSTICAS DE LAS SEÑALES DE RADIO.

Tres distribuciones están estrechamente relacionadas, la Lognormal, la Rayleigh y la Ricean. La distribución Lognormal describe la envolvente de la señal recibida sombreada por obstrucciones tales como colinas, edificios y otros. La distribución Rayleigh describe la envolvente de la señal recibida como resultado de la propagación multitrayectoria. La distribución Ricean considera la envolvente de la señal recibida con propagación multitrayectoria más una componente de línea de vista. También se pueden combinar las distribuciones Lognormal y Rayleigh para obtener una distribución conjunta, conocida como distribución Susuki³.

La ecuación 1 expresa la distribución normal de la señal recibida R

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_R} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{R-M_R}{\sigma_R}\right)^2\right] \quad (1)$$

Donde M_R , y σ_R son respectivamente, la media y varianza de R . Mediciones han mostrado que la desviación estándar σ_R se encuentra en el rango de 4 – 10 dB⁴. El análisis matemático para obtener esta ecuación se encuentra en el Anexo 1.

En aplicaciones donde la señal recibida raramente tendrá línea de vista directa con el transmisor (es el caso de los sistemas de comunicación móviles), la señal recibida será la suma de las señales formadas por la transmisión de señales dispersas debido a la ubicación de obstrucciones aleatorias lo que ocasiona diferentes atenuaciones y fases sobre la señal resultante S_r .

$$s_r = \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(w_o t + \theta_i)] \quad (2)$$

Donde a_i y θ_i son la amplitud y la fase de la i -ésima onda dispersa respectivamente.

Si

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i) \quad (3)$$

Luego

³ Mobile Radio Propagation Model. p. 88.

⁴ Mobile Radio Propagation Model. p. 91.

$$s_r = r \exp[j(w_0 t + \theta_i)] \quad (4)$$

La ecuación 5 expresa la función de densidad de probabilidad Rayleigh⁵.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & \text{otro caso} \end{cases} \quad (5)$$

Donde σ_r^2 como la varianza y $\sigma_r = \max\{p(r)\}$ como el valor mas probable de $p(r)$. La función de distribución $P(r_o)$ es:

$$P(r_o) = \text{prob}(r \leq r_o) = 1 - \exp\left(-\frac{r_o^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (6)$$

El análisis matemático para obtener estas ecuación se encuentra en el Anexo 1.

El modelo de desvanecimiento de Rayleigh sustenta únicamente el caso donde se cuente con un gran número de caminos indirectos los cuales predominan grandemente sobre el camino directo. Sin embargo, en algunas circunstancias, donde se tiene propagación de línea de vista, el camino directo predomina sobre los caminos indirectos. Consecuentemente la señal recibida s_r es la suma de las señales dispersas y el camino directo⁶.

$$s_r = r \exp(jw_o t + \theta) + a \exp(jw_o t) \quad (7)$$

Donde el primer término de la ecuación describe las ondas dispersas y el segundo término describe las ondas directas.

Luego de realizar un desarrollo matemático (ver Anexo 1) se obtiene la correspondiente distribución Ricean⁷:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) \quad (8)$$

Donde I_0 es la función de Bessel modificada.

$$I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{ar \cos \theta}{\sigma_r^2}\right) d\theta \quad (9)$$

⁵ Mobile Radio Propagation Model. p. 94.

⁶ Mobile Radio Propagation Model. p. 95.

⁷ Mobile Radio Propagation Model. p. 96.

Esta función puede ser evaluada numéricamente por⁶:

$$I_o(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{x^i}{i! 2^i} \right) \quad (10)$$

Note que si $a = 0$, en la ecuación 7, se obtiene la distribución Rayleigh.

Como resultado se puede decir que los modelos estadísticos del campo resultante se escogen de acuerdo al tipo de desvanecimiento que se esté analizando, en este caso para desvanecimiento multitrayectoria si existe componente dominante (radioenlaces) se modela como una distribución Ricean y si no existe una componente dominante (comunicaciones móviles) se modela como una distribución Rayleigh.

Lo anterior tiene como propósito adquirir los conocimientos necesarios para modelar el comportamiento del canal de comunicaciones ante la presencia de diferentes ambientes de trabajo, con el objeto de validar la probabilidad de error de bit (BER) para sistemas de radio digital.

2. DESVANECIMIENTO SELECTIVO EN FRECUENCIA POR MULTITRAYECTORIA.

Para las frecuencias de VHF y superiores, para las que la ionosfera se hace transparente, se asume una propagación en espacio libre modificada por el suelo (reflexión y difracción) y por la troposfera (refracción, atenuación y dispersión). Este modelo de ondas troposféricas se aplica en radio difusión y comunicaciones punto a punto ver figura 1.

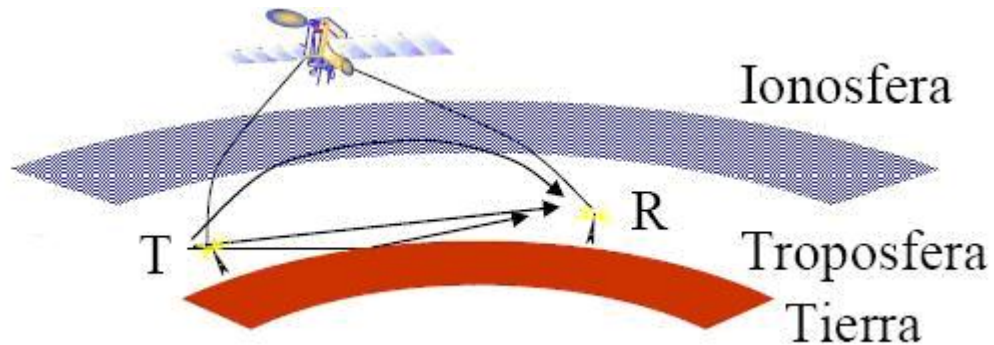


Figura 1. Onda de espacio o troposférica⁸.

Cuando las pérdidas de señal impuestas por la atmósfera varían alrededor de la banda de frecuencia ocupada por el canal de radio, el canal es llamado a experimentar desvanecimiento selectivo. La primera causa del desvanecimiento selectivo sobre enlaces de radio microondas con línea de vista es la propagación multitrayectoria. Esto ocurre cuando el índice de refracción de la atmósfera permite que la energía de la antena transmisora viaje con diferentes ángulos hacia la antena receptora a lo largo del trayecto con diferentes caminos y diferentes tiempos de retardo. La variación del índice de refracción es la causa dominante de los problemas de propagación en los enlaces con línea de vista⁹.

2.1. Desvanecimiento

La mayoría del tiempo un canal de radio de microondas con línea de vista es un medio de transmisión no dispersivo, muy fiable y capaz de transmitir digitalmente a gran velocidad. Sin embargo por ser un medio natural, existen condiciones de propagación anómalas para algunas fracciones de tiempo, y esto puede causar una degradación muy severa en el rendimiento de los sistemas de radio¹⁰.

⁸ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.9.

⁹ RUMMLER, W. D., COUTTS, R. P., LINIGER, M., Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 30-31.

¹⁰ TAYLOR, D. P., HARTMANN, P. R., Telecommunications by Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 12.

Estas condiciones se manifiestan a través de lo que es referido como desvanecimiento multitrayectoria [18]. El desvanecimiento puede ser observado como desvanecimiento por divergencia o convergencia solamente o como un fenómeno complejo de desvanecimiento por divergencia / convergencia e interferencia. Sin embargo existen diferencias substanciales entre ellos como son: el desvanecimiento por divergencia / convergencia tienen la misma tendencia a cambiar de acuerdo con la frecuencia, mientras que el desvanecimiento por interferencia tiene una tendencia diferente a cambiar de acuerdo a la frecuencia (frecuencia selectiva), generalmente el primero es llamado “desvanecimiento plano” mientras que el segundo es llamado “desvanecimiento selectivo” (desvanecimiento dispersivo o desvanecimiento por multitrayectoria)¹¹. Esta manifestación genera un cambio de ganancia alrededor del ancho de banda del canal o como una zambullida (o notch) dentro del ancho de banda¹². En la figura 2. se ilustran algunos parámetros que caracterizan el desvanecimiento.

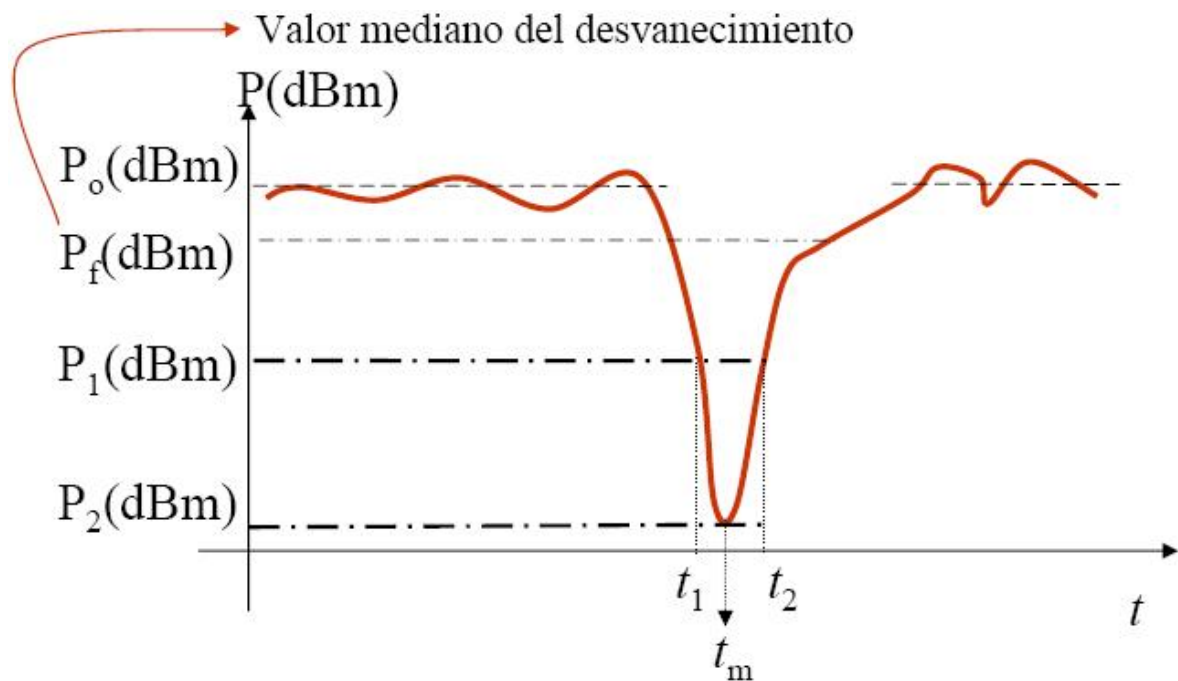


Figura 2. Parámetros del Desvanecimiento¹³.

De acuerdo a la gráfica se pueden describir los siguientes parámetros:

- Potencia recibida nominal P_o : Es el valor mediano de la potencia recibida.
- Desvanecimiento: Toda disminución de la potencia recibida de señal con relación a su valor nominal.

¹¹ Propagación de Microondas y Calidad de Transmisión. Material Didáctico Plan Boyacá. p. 20.

¹² TAYLOR, D. P., HARTMANN, P. R., Telecommunications by Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 12.

¹³ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.97.

- Profundidad de desvanecimiento (F en dB): Expresada como la diferencia de potencias por ejemplo, se puede tener un desvanecimiento en el tiempo $t = t_1$ dado por $F_1 \text{ dB} = P_0 \text{ dBm} - P_1 \text{ dBm}$, o un desvanecimiento en el tiempo $t = t_m$ dado por $F_2 \text{ dB} = P_0 \text{ dBm} - P_2 \text{ dBm}$. Por otra parte la duración del desvanecimiento F_1 es $\tau = t_2 - t_1$.
- También se puede expresar la profundidad del desvanecimiento a partir de las tensiones de envolvente r_0 y r_1 , luego $F_1 \text{ dB} = 20 \log_{10} r_0/r_1$.
- Depresión de Pearson: Esta dada por la diferencia entre la potencia recibida nominal y el valor mediano del desvanecimiento $P_0 - P_f$.

2.2. Clasificación de los Desvanecimientos

Los desvanecimientos se clasifican según la causa o la característica de propagación de la siguiente manera:

2.2.1. Desvanecimiento Factor K

Es un desvanecimiento de duración larga con profundidad de hasta 6 dB, se consideran desvanecimientos planos así el radio de Fresnel sea dependiente de la frecuencia, debido a que la variación del canal no es significativa, de igual manera pueden ocurrir desvanecimientos por mecanismos de superrefracción y formación de conductos que desfocan el haz radio eléctrico. Este grupo de desvanecimientos se modela como una gaussiana o funciones empíricas¹⁴.

Los desvanecimientos del factor K pueden evitarse o disminuirse con la planeación de diseños que generen las alturas de antenas adecuadas.

2.2.2. Desvanecimiento Multitrayectoria

Se debe a la existencia de dos o mas trayectos de propagación, además puede ser producido por reflexiones en el suelo o en capas de la atmósfera, suele ser profundo y selectivo en frecuencia, el modelo estadístico del campo resultante para este desvanecimiento es Rayleigh si se tienen componentes con amplitudes similares (no hay línea de vista directa) o Ricean si existe una componente dominante (hay línea de vista directa). De igual forma el desvanecimiento multitrayectoria es típico de desvanecimientos profundos y rápidos¹⁵.

¹⁴ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.99.

¹⁵ SEGOVIA, V. D., Radiocomunicaciones. Capítulo 2. Radioenlaces Terrenales del Servicio Fijo. RCM-2-20.

En la siguiente tabla se resumen las características mas importantes de acuerdo al tipo de desvanecimiento.

CARACTERISTICA	TIPO DE DESVANECIMIENTO	
PROFUNDIDAD	PROFUNDO (~3 dB)	MUY PROFUNDO (> 20 dB)
DURACION	LENTO	RAPIDO
ESPECTRO DE FRECUENCIAS	PLANO	SELECTIVO
CAUSA	FACTOR K	MULTITRAYECTO
DISTRIBUCIÓN	GAUSSIANO	RAYLEIGH, RICEAN
DEPENDENCIA TEMPORAL	CONTINUADO	PUNTUAL

Tabla 1. Clasificación de los Desvanecimientos¹⁶.

2.3. Probabilidad de Desvanecimiento

2.3.1. Desvanecimientos Profundos

Sea r la tensión de la envolvente de la señal recibida, si normalizamos r haciendo 1 la tensión nominal se tiene el valor mediano en condiciones de recepción normal, sin desvanecimiento profundo, luego la profundidad del desvanecimiento F_I en dB correspondiente a una tensión recibida normalizada igual a r_I es:

$$F_I = -20 \log_{10} r_I \Rightarrow r_I^2 = 10^{-F_I/10} \quad (11)$$

introduciendo el valor de r_I^2 a la función de distribución en el modelo de desvanecimiento Rayleigh, la cual esta dada en la ecuación 6 y simplificando tenemos:

$$P_R(F > F_I / R) = P(r < r_I) = 1 - \exp\left(\frac{-10^{-F_I/10}}{\sigma_r^2}\right) \cong \frac{1}{\sigma_r^2} 10^{-F_I/10} \quad (12)$$

Se observa que cuando F_I varia en 10 dB, la probabilidad lo hace en una década¹⁷. La probabilidad absoluta de que el desvanecimiento sea superior a F_I en dB, incluye la probabilidad de que se de este tipo de desvanecimiento $P(R) = \eta$.

$$P(F > F_I) = \eta P_R(F > F_I / R) + (1 - \eta) P_G(F) \quad (13)$$

Donde η es el factor de actividad multitrayecto, el cual depende del periodo de observación y de las condiciones metereológicas, $1 - \eta$ es la propagación en condiciones normales y

¹⁶ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.98.

¹⁷ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.103.

$P_G(F)$ es la probabilidad de superar F , para el caso de desvanecimiento profundo $F > 15$ dB $P_G(F)$ prácticamente es cero. Por lo cual la ecuación 13 se reduce a:

$$P(F > F_1) = \eta P_R(F > F_1 / R) \quad (14)$$

Reemplazando la ecuación 12 en 14 se tiene:

$$P(F > F_1) = \frac{\eta}{\sigma_r^2} 10^{-F_1/10} = P_0 10^{-F_1/10} \quad (15)$$

Donde $P_0 = \eta / \sigma_r^2$ es el factor de aparición del desvanecimiento (probabilidad de desvanecimiento) y depende de la longitud del enlace, frecuencia, terreno y clima.

En la figura 3, se observa el factor de actividad multitrayecto η .

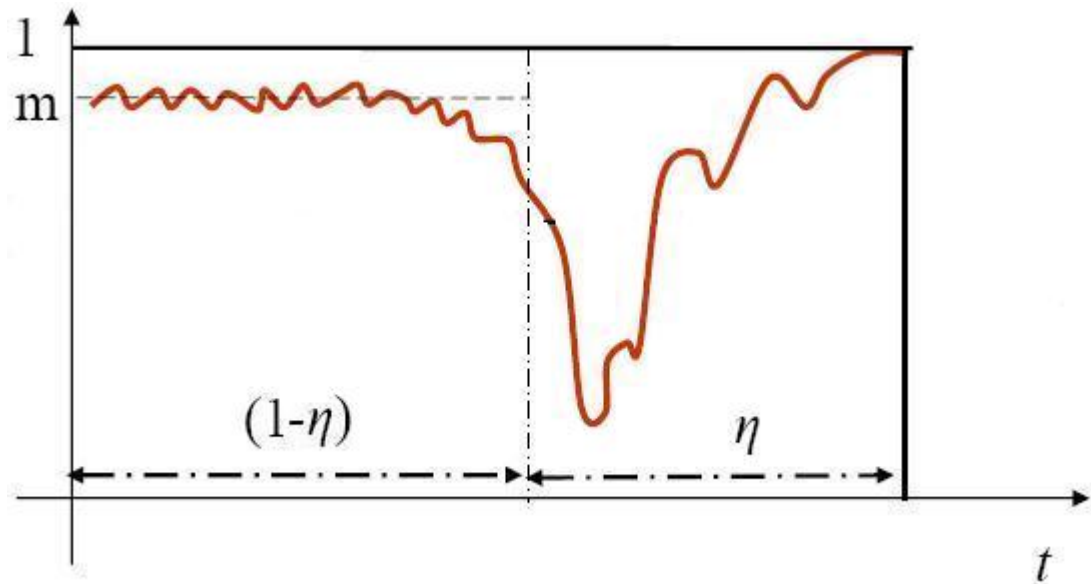


Figura 3. Factor de Actividad Multitrayecto¹⁸.

Como resultado se obtiene que la probabilidad de superar un desvanecimiento F_I dado, es:

$$P(F) = P_0 10^{-F_I/10} \quad (16)$$

¹⁸ SEGOVIA, V. D., Radiocomunicaciones. Capítulo 2. Radioenlaces Terrenales del Servicio Fijo. RCM-2-20

2.3.2. Métodos de Cálculo de la Probabilidad de Desvanecimiento

2.3.2.1. Métodos de Mojoli

Este método calcula el valor de P_0 para el mes más desfavorable y a partir de ahí se determina el factor de actividad, de acuerdo a la expresión empírica $\eta = 1 - \exp(-0.2P_0^{0.75})$ proporcionada por la ITU-R¹⁹:

$$P_0 = 0.3ab \left(\frac{f}{4} \right) \left(\frac{d}{50} \right)^3 \quad (17)$$

Donde f es la frecuencia de portadora en GHz, d es la longitud del enlace en Km, a es el parámetro descriptivo del clima $a = [0.25; 4]$. En climas templados $a = 1$, en secos y montañosos $a = 0.25$, para climas húmedos o que presenten variaciones térmicas intensas (desiertos) $a = 4$, b es el parámetro que incluye la influencia del terreno. Para terrenos medianamente ondulados con una ondulación s comprendida entre 5 y 100 m $b = \left(\frac{s}{15} \right)^{-1.3}$ con s como la desviación típica del terreno sin tener en cuenta el primer y ultimo kilómetro.

2.3.2.2. Método utilizado por Siemens

Si se define P_{Av} como la probabilidad de disponibilidad del enlace y $P_{uv} = 1 - P_{Av}$ como la no disponibilidad, y de igual manera $P(F) = P_{uv}$ se tienen expresiones para la no disponibilidad del enlace dependientes del ambiente en donde valla a ser ubicado dicho enlace:

Para Terreno montañoso o clima seco, zona andina.

$$P_{uv} = (16 * 10^{-7} f^1 d^2) 10^{-F_1/10} \quad (18)$$

Para Terreno uniforme en zonas continentales (Llanos, enlaces en a sabana).

$$P_{uv} = (8 * 10^{-7} f^1 d^{2.5}) 10^{-F_1/10} \quad (19)$$

En zonas marítimas y costeras o clima húmedo y cálido

$$P_{uv} = (2 * 10^{-7} f^1 d^3) 10^{-F_1/10} \quad (20)$$

¹⁹ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.104.

Para todos los casos f esta dada en GHz, d en Km y F_1 en dB. Se puede observar que la probabilidad de no disponibilidad es mas agresiva en el caso de la ecuación 20, mientras que la probabilidad de no disponibilidad mas noble se da en el caso de la ecuación 18.

Como resultado se puede afirmar que a los saltos mas nobles les puedo pedir mayor disponibilidad y que no puedo utilizar frecuencias iguales en zonas diferentes.

2.3.2.3. Método 1 de la Rec 530 ITU-R²⁰

Tiene validez desde $f_{min} = 15 / d$ (GHz) hasta 45 GHz, genera un error de 5.2 dB a 7.3 dB, y se desarrolla siguiendo los siguientes pasos:

- Se calcula el valor geoclimatico del trayecto, en el mes mas desfavorable, a partir de datos de desvanecimiento en la zona o estimándolo con:

$$K = 10^{-3.9 - 0.003dN_1} S_a^{-0.42} \quad (21)$$

Donde dN_1 es el valor del gradiente para los 65 m inferiores de la atmósfera, no superado durante el 1% del tiempo, S_a es la rugosidad del suelo. Para una estimación rápida se puede utilizar

$$K = 10^{-4.2 - 0.029dN_1} \quad (22)$$

- Se calcula el ángulo de inclinación del trayecto $|\varepsilon_p|$ en (mrad) y la altura mínima h_L mediante:

$$|\varepsilon_p| = \frac{|h_1 - h_2|}{d} \quad (23)$$

$$h_L = \min(h_1, h_2) \quad (24)$$

Donde h_1 y h_2 son las alturas de las antenas en m sobre el nivel del mar y d es la longitud del trayecto en Km.

- El valor de la probabilidad de no disponibilidad P_{uv} en %, esta dado por:

$$P_{uv} = K d^{3.2} (1 + |\varepsilon_p|)^{-0.97} 10^{-\left[0.032f - 0.00085h_L - F_1/10\right]} \quad (25)$$

Donde f esta dado en GHz y d en Km.

²⁰ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.107-108.

Para una estimación rápida se puede utilizar

$$P_{uv} = K d^3 \left(1 + |\varepsilon_p|\right)^{-1.2} 10^{-\left[0.033f - 0.001h_L - F_1/10\right]} \quad (26)$$

Donde K esta dado en la ecuación 22.

El método 2 de la Rec. UIT-R PN530 proporciona un diseño detallado para pequeños porcentajes de tiempo y requiere el conocimiento del perfil²¹.

2.4. Desvanecimiento Selectivo

El desvanecimiento selectivo produce interferencia Inter.-símbolo, por la dispersión de la curva amplitud / fase vs. frecuencia, debido a la diferencia de fase entre dos o más rayos. En los sistemas de radio digital el desvanecimiento selectivo es, a menudo, la principal fuente de deterioro o degradación del BER. En la transmisión de radio análogo, el desvanecimiento selectivo causa distorsión por íntermodulación pero este efecto es secundario si se compara con el desvanecimiento plano²².

Este desvanecimiento es función de la frecuencia y es necesario conocer: El porcentaje de tiempo en el que un desvanecimiento multitrayecto tendrá carácter selectivo, el modelo de la función de transferencia del multitrayecto *FTM*, al menos para el ancho de banda de interés y la estadística de los parámetros que intervienen en el modelo. El receptor ve una suma de varias replicas de la señal transmitida desde múltiples capas atmosféricas y posibles reflexiones de la tierra. La respuesta al impulso de un canal, puede ser representada por una suma de funciones delta.

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \delta(t - t_n) \quad (27)$$

La correspondiente respuesta en frecuencia, o función de transferencia de voltaje complejo en radianes esta dada por:

$$H(w) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \exp(-jw t_n) \quad (28)$$

La esencia del problema del modelamiento del canal es caracterizar $H(jw)$ en el intervalo de frecuencia (ancho de banda del canal) de interés en un camino que contabilice estas

²¹ SEGOVIA, V. D., Radiocomunicaciones. Capitulo 2. Radioenlaces Terrenales del Servicio Fijo. RCM-2-21.

²² Propagación de Microondas y Calidad de Transmisión. Material Didáctico Plan Boyacá. p. 21.

variaciones temporales. Los modelos de propagación atmosféricos son desarrollados utilizando las técnicas de trazado de los rayos, asumiendo o midiendo la variación del índice de refracción con la altura [13,20]. Es necesario distinguir entre los modelos atmosféricos, los cuales describen la propagación física y los modelos del canal, quienes describen la respuesta de frecuencia del canal, es decir atacan matemáticamente la respuesta de propagación sobre un ancho de banda finito. La interrelación entre estos dos tipos modelos es uno de los mayores aspectos de dificultad de la caracterización del fenómeno de multitrayectoria²³.

Los modelos de la función de transferencia del multitrayecto se caracterizan en: Modelos de rayos, los cuales tienen en cuenta un rayo directo y N ecos como se muestra en la ecuación 29 y el modelo polinómico, desarrollado en series de potencia de la función de transferencia, ver ecuación 30. En la practica se utilizan modelos de rayos simplificados (modelo de tres rayos y modelo de dos rayos), con el objeto de modelar en donde esta el “notch” y modelar un desvanecimiento selectivo superpuesto al plano²⁴.

$$H(w) = \sum_{i=0}^N a_i \exp[-j(w\tau_i + \theta)] \quad (29)$$

$$H(w) = H_0 + \sum_{i=1}^N (A_i + jB_i)(jw)^i \quad (30)$$

2.4.1. Modelo de Tres Rayos Simplificados

Muchas investigaciones han estudiado las propiedades de modelos de propagación de los tres caminos [11,17] y propuesto modelos del canal basados en los tres trayectos [15,18]. El modelo general de los tres trayectos postula un radio a la espera en el cual una baja amplitud del rayo en la superficie reflectora esta siempre presente en el receptor. El efecto de este rayo es insignificante excepto cuando las anomalías atmosféricas producen un rayo adicional, el cual interfiere con el rayo directo. La asociada respuesta en frecuencia esta dada por la ecuación 30 con tres términos ($N = 3$). Esta representación ha sido usada para desarrollar estadísticas de la dispersión lineal de amplitud en el canal, y estimaciones de las “outage” han sido desarrolladas por la relación de esta dispersión con el rendimiento de los equipos [15]²⁵.

Partiendo de la ecuación 29 para $N = 3$ se tiene

²³ RUMMLER, W. D., COUTTS, R. P., LINIGER, M., Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 31.

²⁴ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.113.

²⁵ RUMMLER, W. D., COUTTS, R. P., LINIGER, M., Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 33.

$$H(w) = \sum_{i=0}^3 a_i \exp[-j(w\tau_i + \theta)] = 1 + a_1 \exp^{-jw\tau_1} + a_2 \exp^{-jw\tau_2}, \tau_2 \gg \tau_1 \quad (31)$$

Luego de realizar un proceso matemático se obtiene la ecuación utilizada en el modelo de los tres caminos simplificado [18].

$$H(w) = a[1 - b \exp(-j(w - w_0)\tau)], \quad (32)$$

La respuesta en amplitud para esta función es mostrada en la figura 4. El parámetro a es el piso de pérdidas y la cantidad entre paréntesis sugieren la interferencia entre dos rayos con relativo retardo τ produciendo un mínimo a una frecuencia w_0 . La frecuencia del mínimo es llamada frecuencia de notch. Esta frecuencia y la frecuencia variable w son medidas desde una referencia común, usualmente en la mitad de la frecuencia del canal. El término de pérdidas (o decaimiento del nivel) es medido en decibelios como, $A = -20 \log a$, y la profundidad del notch como $B = -20 \log (1 - b)$. De igual manera la profundidad del desvanecimiento esta dada por²⁶:

$$F(w) = -20 \log_{10} |H(w)| = -20 \log_{10} a - 10 \log_{10} [1 + b^2 - 2b \cos(w - w_0)\tau] \quad (33)$$

La amplitud relativa de b en los rangos de cero a uno, proporciona una función de fase mínima para los τ positivos. La respuesta es fase no mínima cuando la señal del retardo es invertida ($0 < b < 1$, $\tau < 0$). El estado de fase no mínima es también obtenido cuando la amplitud relativa del rayo retrasado es mayor que la unidad ($b > 1$, $\tau > 0$)²⁷.

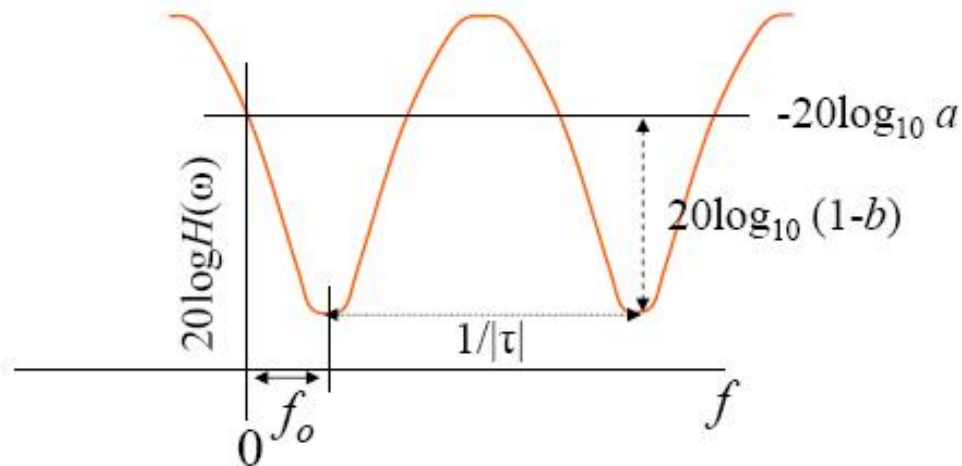


Figura 4. Atenuación de la Función de Modelamiento Usada en el modelo de Tres Caminos Simples.

²⁶ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 7. Radiopropagación. d. 7.114.

²⁷ RUMMLER, W. D., COUTTS, R. P., LINIGER, M., Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 33.

Se ha encontrado que la función de modelamiento del canal, ecuación 32 proporciona una buena respuesta a todas las medidas de ancho de banda de los canales. Durante el desvanecimiento multitrayectoria, estos canales normalmente tienen un solo defecto simple en la transmisión, que pueden describirse como una inclinación de atenuación o como un simple notch. Para el propósito de la representación de las respuestas de dichos canales se deben tener en cuenta todos los parámetros (a , b , w_o , τ).

Para evitar esta dificultad, el parámetro de retardo τ puede ser fijado a un valor conveniente que asegure que el periodo de $H(w)$ en frecuencia sea grande comparado con las medidas de ancho de banda. En el desarrollo original de este modelo [18] τ fue escogido para ser el recíproco de seis veces el ancho de banda medido a 6,3 ns. Este valor a sido aceptado como estándar por muchos trabajos, mientras otros han seguido la regla de factor de seis [8]. El punto importante es que cualquier τ fijo satisface si permite las respuestas del canal en casi todos los eventos de desvanecimiento a ser encajados por la ecuación 32, con alguna escogencia de a , b y w_o .

Finalmente, para la completa caracterización del radio en términos de este modelo, se requiere una firma (signature) de tres parámetros, que interrelacionan los valores de A , B y w_o , que causan una BER , usualmente de 10^{-3} . La caracterización es presentada como una familia de $A - B$ curvas para un conjunto de valores de parámetros de frecuencias de notch. Estas curvas pueden ser desarrolladas a partir de medidas apropiadas usando simulaciones del canal [19], o desde un par de firmas de dispersión sobre las cuales se mide el BER mas bajo [16].

Las firmas de dispersión, son las mas comúnmente usadas, para caracterizar la sensibilidad relativa de un radio dado de acuerdo a la forma de desvanecimiento (descuidando el ruido térmico) en términos de la frecuencia de notch, w_o , y la relativa profundidad del notch [9]

²⁸

2.4.2. Modelo de Dos Rayos Simplificados

El modelo de dos trayectos describe la propagación multitrayectoria en términos de el rayo directo y un rayo dominante interferente. Aunque muchos autores han estado usando dos caminos o modelos de simple eco [10,14], tienen ligeramente diferentes formas de modelar las funciones. Por otra parte, hay una consistencia en los puntos de vista que permiten las diferentes formas a considerar.

El modelo de los dos caminos es el que con mas frecuencia se utiliza para mostrar la componente dispersiva del desvanecimiento. Esta aproximación es tomada por simplicidad

²⁸ RUMMLER, W. D., COUTTS, R. P., LINIGER, M., Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 34.

y porque la dispersión es normalmente la causa dominante de outage del sistema, para sistemas de alta capacidad²⁹.

Ruthroff-1971 planteó el modelo de propagación por múltiple trayectoria en la atmósfera. **Sasaki** y **Akima**-1979 encontraron que entre el 80 al 90 % del tiempo la múltiple trayectoria puede ser descrita mediante este modelo de 2 rayos³⁰.

En la figura 5 se muestra un ejemplo del resultado producido por la suma de dos rayos el directo $a = 1$ y el reflejado $ab = 0.7$. El retardo entre ambos es $\tau = 5$ nsg. En el Anexo 2 se encuentra el programa que genera esta grafica.

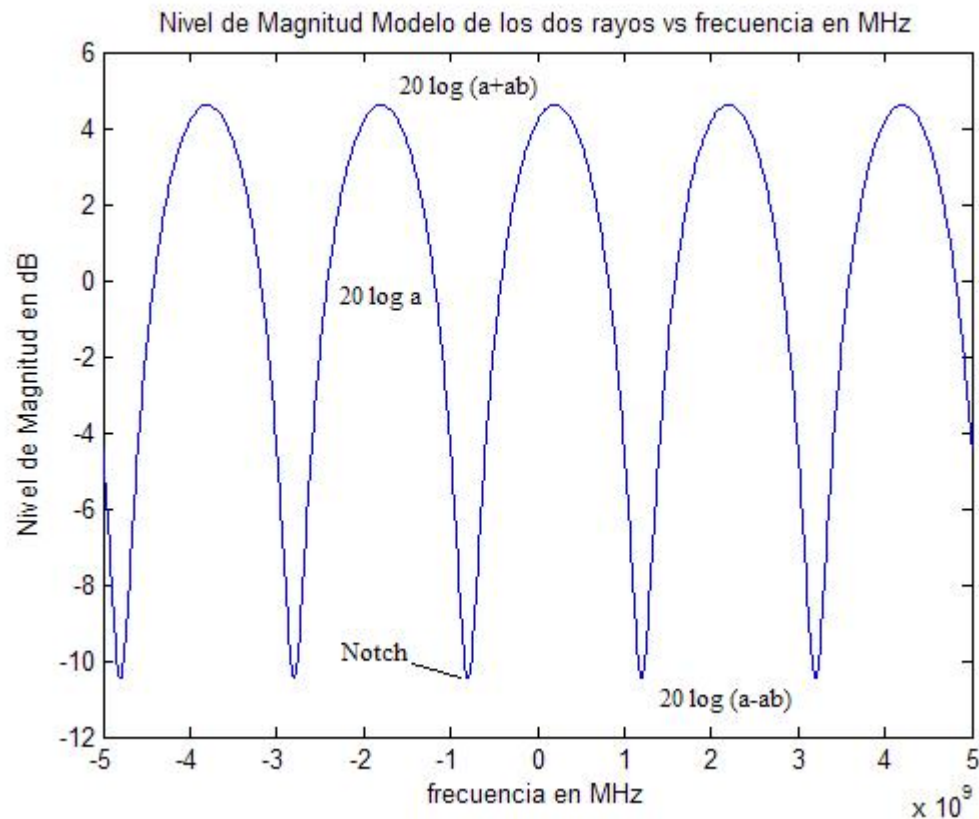


Figura 5. Efecto del Fading Selectivo.

En el ejemplo de la figura 5 se encuentra que:

²⁹ RUMMLER, W. D., COUTTS, R. P., LINIGER, M., Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio. IEEE Communications Magazine. p. 35.

³⁰ Propagación por Caminos Múltiples. 1514. p. 6.

- Cuando no existe desvanecimiento la potencia recibida es $20.\log a$. Si se toma el valor de a como referencia ($a = 1$) el nivel es 0 dB.
- Suponiendo un rayo reflejado $ab = 0.7$ con retardo τ de 5 nseg el efecto de atenuación depende de la frecuencia.
- Cuando la frecuencia coincide en períodos con el retardo (2000 MHz con periodo 0.5 nseg) se encuentra en fase. Se tiene un nivel resultante $R = 20.\log (a + ab)$ correspondiendo a una ganancia de 4.5 dB.
- Cuando en cambio el retardo coincide con un número de medios períodos ambos rayos se encuentra en contrafase. La resultante es $R = 20.\log (a - ab)$ correspondiente a una atenuación de -10.5 dB.
- La atenuación tiene una característica selectiva y periódica con la frecuencia.
- El periodo $1 / \tau$, para este ejemplo es de 20 MHz.
- El pico de atenuación se denomina **Notch** y produce una muesca en el espectro como se ve en las figuras 5 y 7.
- Este Notch tiene tanto una variación dinámica en frecuencia como en nivel con el transcurso del tiempo.

En la figura 6 se observa el diagrama funcional de un simulador del modelo de dos rayos descrito mediante:

$$H(w) = a\{1 + b \exp(jw\tau)\} \quad (34)$$

La transferencia de amplitud y fase vs frecuencia debida al notch se describe mediante:

$$H(w) = (1 + b^2 + 2b \cos w\tau)^{1/2} \quad (35)$$

$$D(w) = \frac{b\tau(b - \cos w\tau)}{1 + b^2 + 2b \cos w\tau} \quad (36)$$

El esquema implementado en la figura 6 se simuló con el propósito de analizar el comportamiento del modelo de dos Rayos descrito en la ecuación 34 y así observar el Notch, ver figura 7. En el Anexo 2 se encuentra el programa que hace el llamado al esquema de bloques del simulador del Fading para el modelo de dos rayos, al igual que otros resultados generados por la simulación.

En baja capacidad, donde la banda ocupada es pequeña o en sistemas analógicos con modulación *FM* donde la potencia se concentra cerca de la portadora, el efecto del notch se percibe como una atenuación prácticamente plana. En alta capacidad con un espectro ocupado más amplio, el notch produce una atenuación de nivel reducida pero una deformación apreciable del espectro que involucra un incremento de la *BER*. En otras palabras, el notch produce una ruptura de la relación teórica entre la *BER* y la C/N^{31} .

³¹ Mediciones en Frecuencia Intermedia. 1509. p. 4.

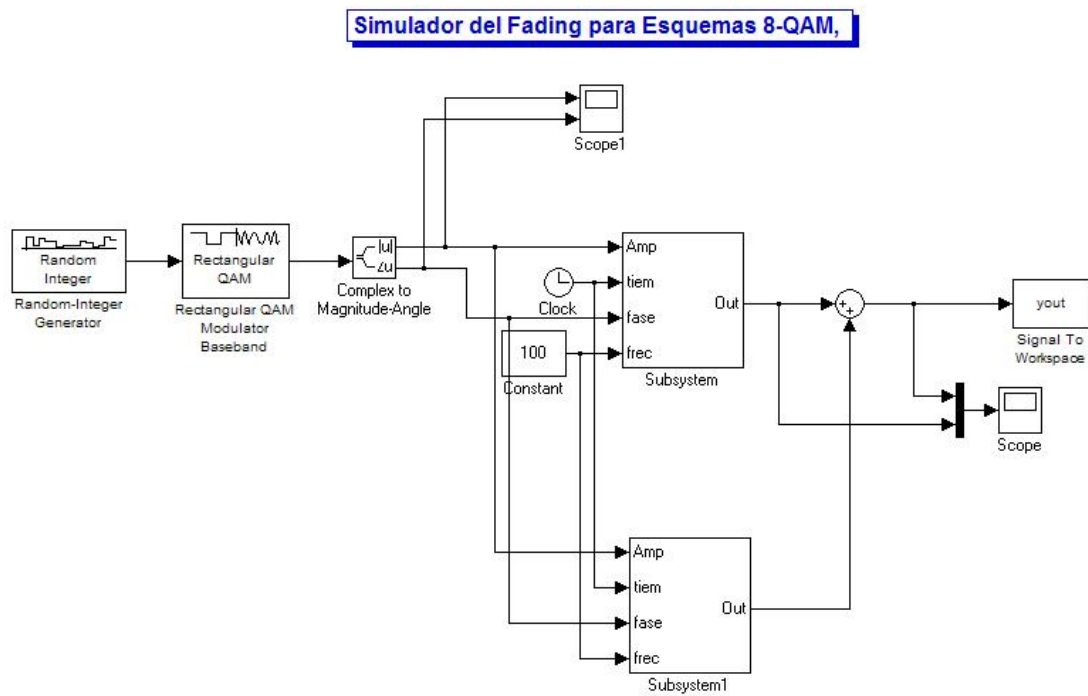


Figura 6. Simulador del Fading Modelo Dos Rayos.

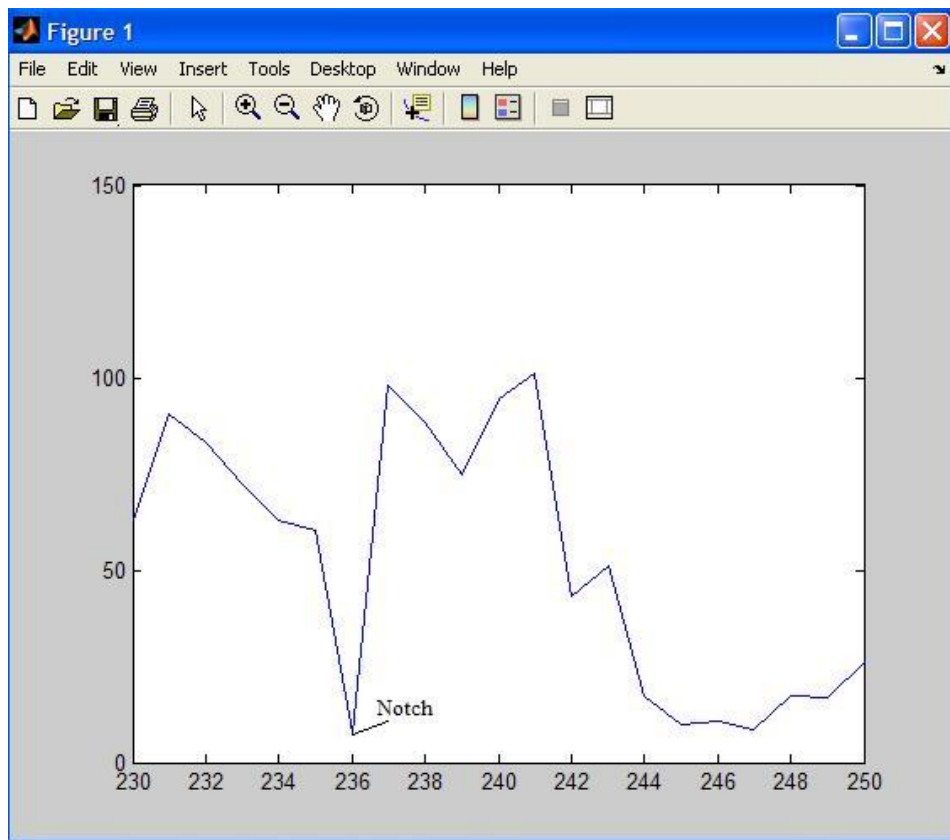


Figura 7. Modelo Dos Rayos en Contrafase.

Por ello una mejor caracterización del receptor es la **Signature o Firma** que corresponde a relacionar la *BER* con la atenuación del notch en determinadas condiciones de medida. La medición de la signature se efectúa a nivel de frecuencia intermedia *IF* para independizarse de la frecuencia de la portadora *RF*. Consiste en simular dos caminos los cuales se encuentran atenuados y desfasados en forma relativa. La diferencia de nivel entre caminos determina la profundidad de atenuación del Notch y la diferencia de fase determina el retardo entre caminos³⁰.

La signatura corresponde a dibujar sobre un par de ejes el nivel de atenuación del notch que produce una determinada *BER* en función de la frecuencia del espectro.

En la transferencia de fase se disponen de dos posibilidades de acuerdo con b y τ .

- **Fase mínima** F_m cuando $(b < 1; \tau < 0)$ o $(b > 1; \tau > 0)$
- **Fase no mínima** F_{nm} cuando $(b < 1; \tau > 0)$ o $(b > 1; \tau < 0)$

En otras palabras, la condición $b > 1$ significa que el rayo reflejado tiene mayor nivel que el directo y $\tau < 0$ significa que el rayo reflejado llega antes que el directo. Mientras que en las condiciones de fase no-mínima el diagrama se extiende hacia infinito en el notch, en fase mínima el valor tiende a cero³².

Las estadísticas de los parámetros de la función de dos caminos son derivadas de aproximaciones simples del modelo de propagación atmosférico. Normalmente, el retardo y la amplitud relativa son considerados como variables aleatorias con distribución estadística independiente. Mientras algunas mediciones sugieren que grandes retardos se asocian a pequeñas amplitudes relativas, la asunción de independencia es utilizada por simplicidad.

Para los cálculos de outage del sistema, la distribución exacta de b es considerada por algunos trabajos como secundaria en importancia, en relación con la distribución de retardo. En particular, es considerado más importante conocer la distribución media de retardo, la cual es una función de los parámetros del trayecto, que tener una completa descripción estadística de las respuestas del trayecto [12].

Como una de las conclusiones mas importantes luego de haber estudiado la teoría y analizado los diferentes modelos y mecanismos que se proponen para el cálculo del margen de desvanecimiento selectivo en frecuencia en radio enlaces digitales, se puede afirmar que esperar por un desvanecimiento multitrayectoria natural no es práctico pues se necesitaría estar tomando mediciones las 24 horas del día durante todo el año con el objeto de esperar que condiciones atmosféricas adversas se presenten y generen una degradación de la *BER* tan grande que concluya en la presencia de un apagón del enlace.

³² Mediciones en Frecuencia Intermedia. 1509. p. 5.

3. PROBABILIDAD DE ERROR.

3.1. Probabilidad de Error a través de Canales de Ruido Blanco Gaussiano Auditivo

Una meta fundamental en los sistemas de transmisión de datos pasabanda corresponde a diseñar el receptor, de manera que minimice la probabilidad promedio de error de símbolo ante la presencia de ruido blanco gaussiano auditivo (AWGN). La cual esta definida como:

$$P_e = \sum_{i=1}^M P_i P(m \neq m_i / m_i) \quad (36)$$

Donde m_i es el símbolo transmitido, m es la estimación producida por el receptor y $P(m \neq m_i / m_i)$ es la probabilidad de error condicional, dado que se envió el i -ésimo símbolo. Se afirma que el receptor que se produce será óptimo en el sentido de la probabilidad mínima de error³³. Las gráficas que se muestran en la figura 8 y 9 son el resultado de la validación que se realizó en matlab para la tasa de error de bit (BER), como función de la relación de la energía de la señal por bit con la densidad espectral de ruido (E_b / N_o), para sistemas M -PSK y sistemas 4, 16, 32 y 64-QAM sobre canales ideales. Donde la expresión general para la probabilidad de error de bit para sistemas M -PSK es³⁴:

$$P_e = \frac{1}{\log_2 M} \text{erf}(z) \quad (37)$$

Donde erf es la función de error y z esta dado por:

$$z = \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \sqrt{\log_2 M} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right) \quad (38)$$

De igual manera la expresión general para la probabilidad de error de bit para sistemas QAM de L niveles es³³:

$$P_e = \frac{1}{\log_2 L} \left(\frac{L-1}{L} \right) \text{erfc}(z) \quad (39)$$

Donde erfc es la función de error complementario y z esta dado por:

³³ SIMON, Haykin., Communication System. Wiley. p. 477.

³⁴ WAYNE, Tomasi., Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Prentice Hall. p. 514-515.

$$z = \frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (40)$$

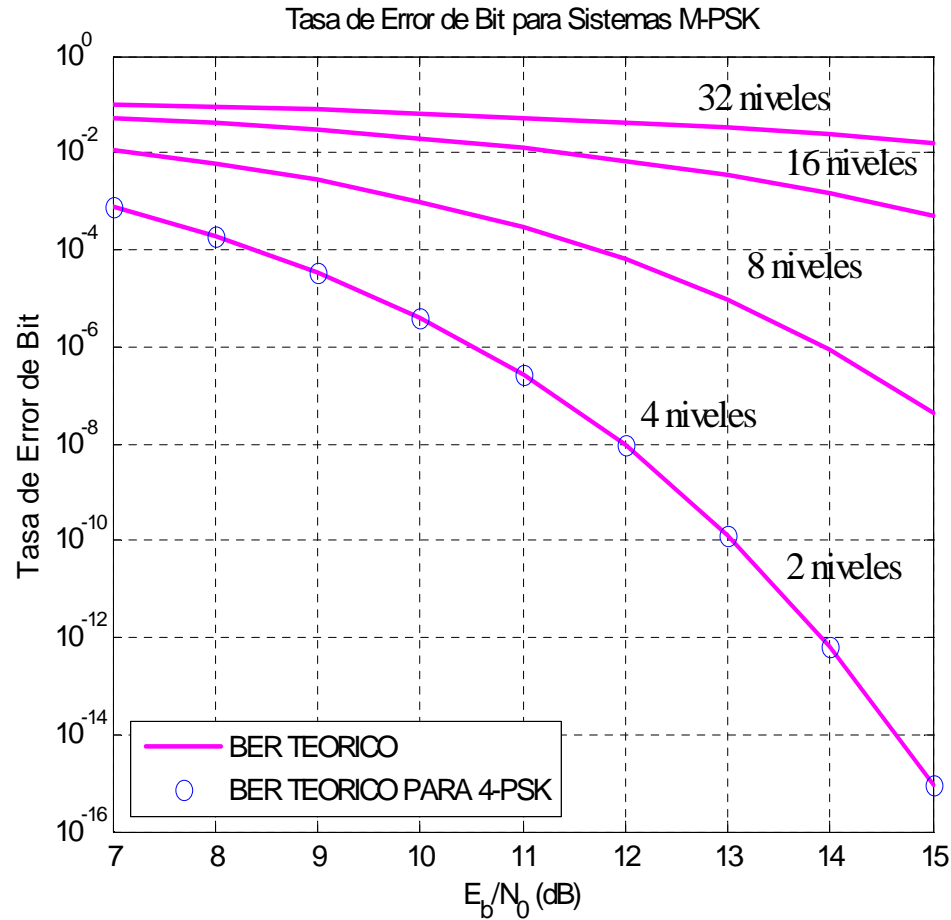


Figura 8. BER para Sistemas M -PSK Sobre un Canal Ideal.

Por otra parte se simuló el diagrama de bloques del sistema de comunicaciones en matlab para esquemas M -PSK en simulink, ver figura 10 arrojando unos resultados de la BER muy cercanos a la validación teórica, los cuales se comparan en la figura 11. (En el Anexo 3 se encuentra el programa que hace el llamado al esquema de bloques del simulador del sistema de comunicaciones, al igual que los resultados generados por la simulación).

En las figuras 12 y 13 se observan los diagramas de constelación de la señal recibida para diferentes esquemas de modulación digital, (Anexo 3, código fuente de la modulación de una señal aleatoria y diagramas de constelación), generados al pasar la información transmitida por un canal AWGN.

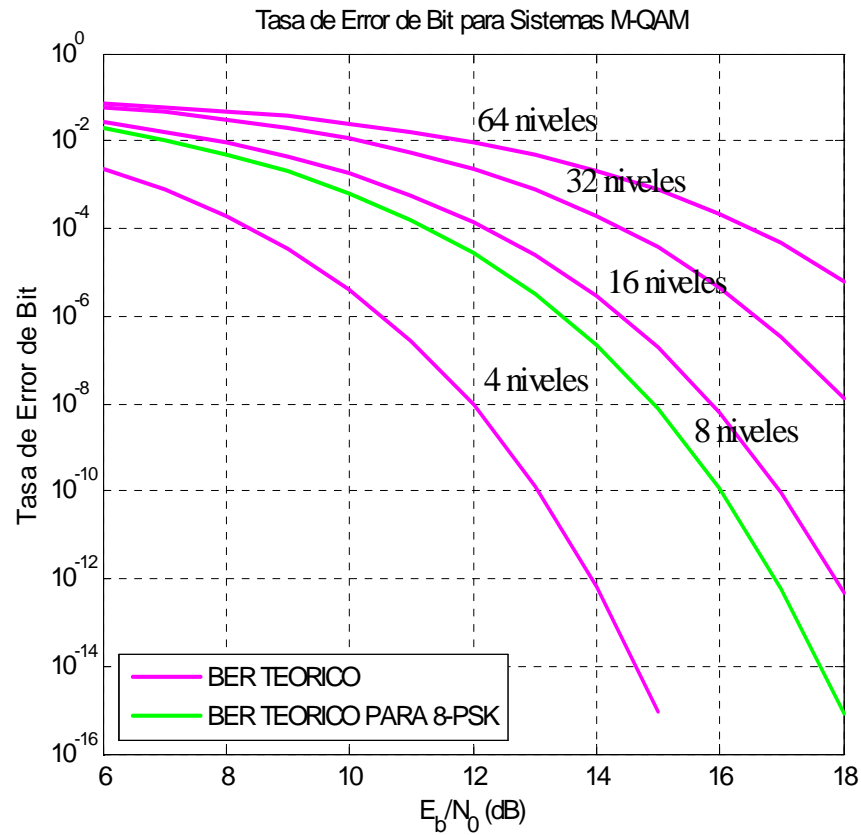


Figura 9. BER para Sistemas M -QAM.

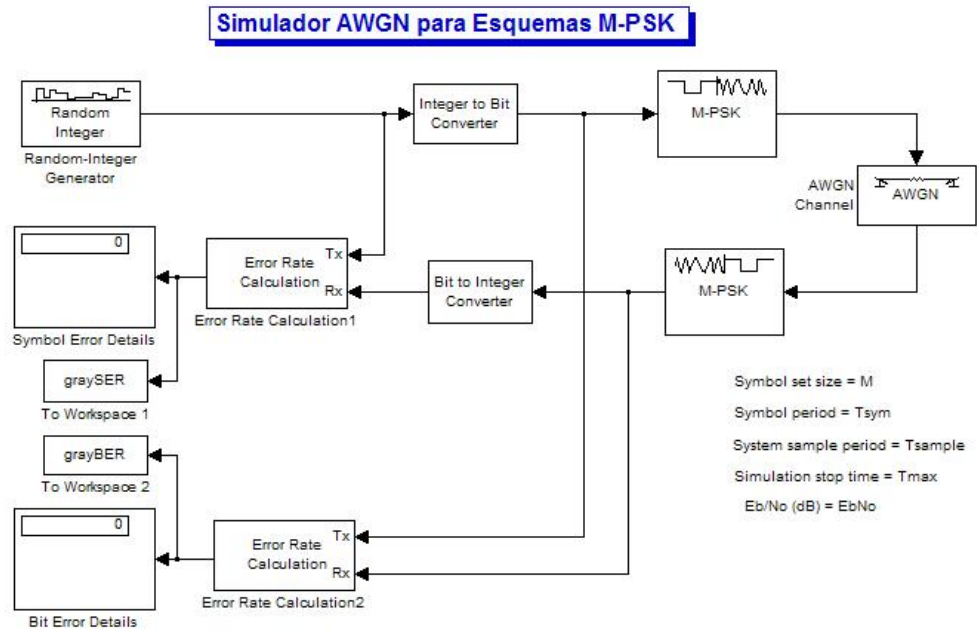


Figura 10. Sistema de Comunicaciones para Esquemas M -PSK a través de canales AWGN.

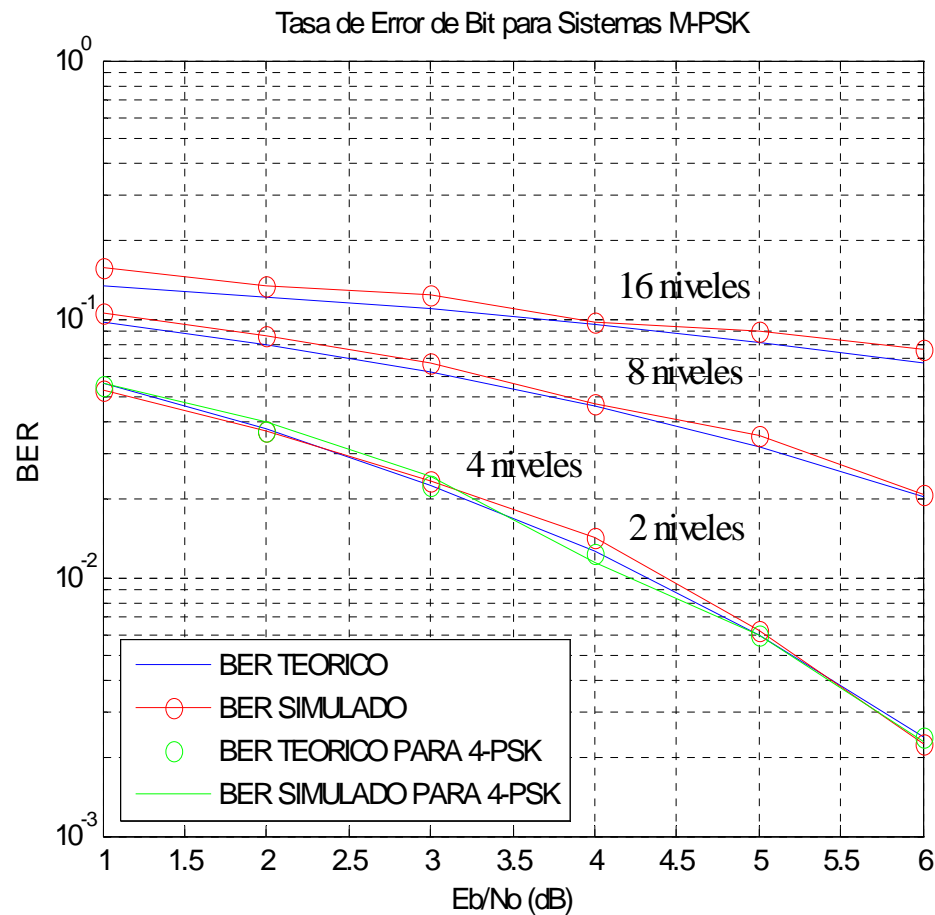


Figura 11. Resultados Teóricos y Simulados para Sistemas M -PSK AWGN.

Comentarios:

- Cuando aumentamos la E_b/N_o , la probabilidad de error tiende a disminuir considerablemente para ambos casos.
- En la figura 8, se observa que los sistemas B -PSK y Q -PSK tienen la misma eficiencia en cuanto a errores. Esto se debe a que la reducción de 3 dB en la distancia de error para el Q -PSK se compensa con la disminución de 3 dB en su ancho de banda³⁵.
- En la figura 8, se observa que con niveles mayores de 4, la QAM es mejor que la PSK . Esto se debe a que la distancia entre los puntos de señalización en un sistema PSK es menor que la distancia entre puntos en un sistema QAM comparable³⁶.

³⁵ WAYNE, Tomasi., Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Prentice Hall. p. 514.

³⁶ WAYNE, Tomasi., Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Prentice Hall. p. 515.

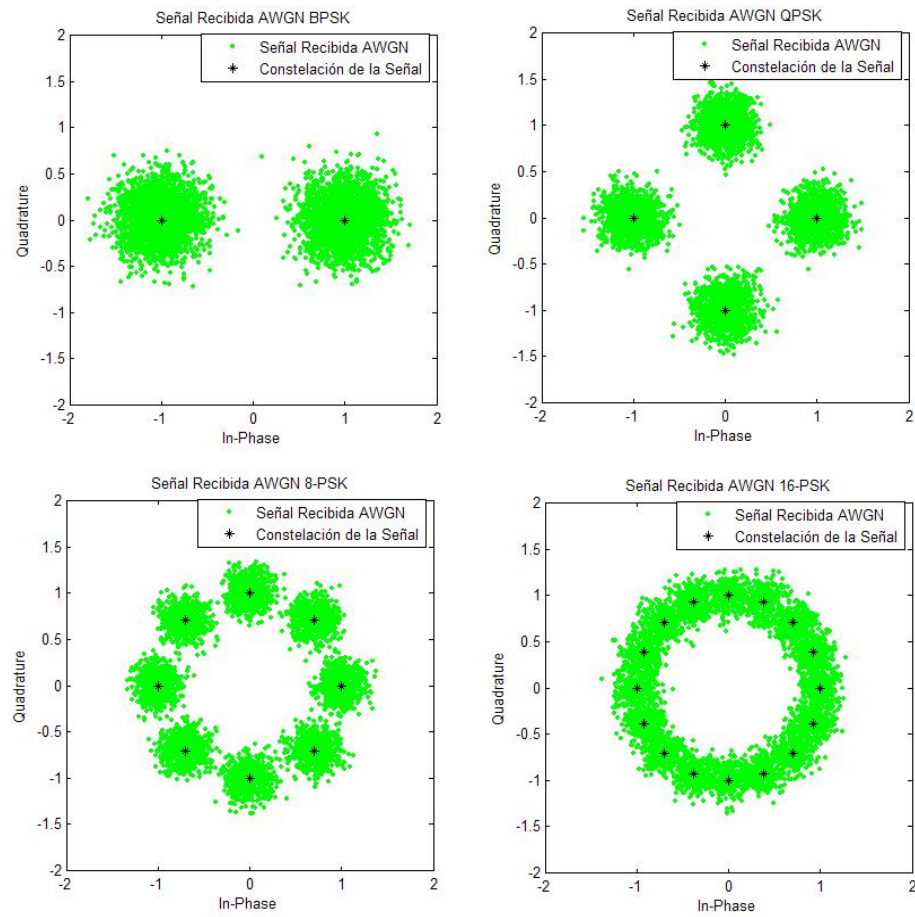


Figura 12. Diagramas de Constelación M -PSK.

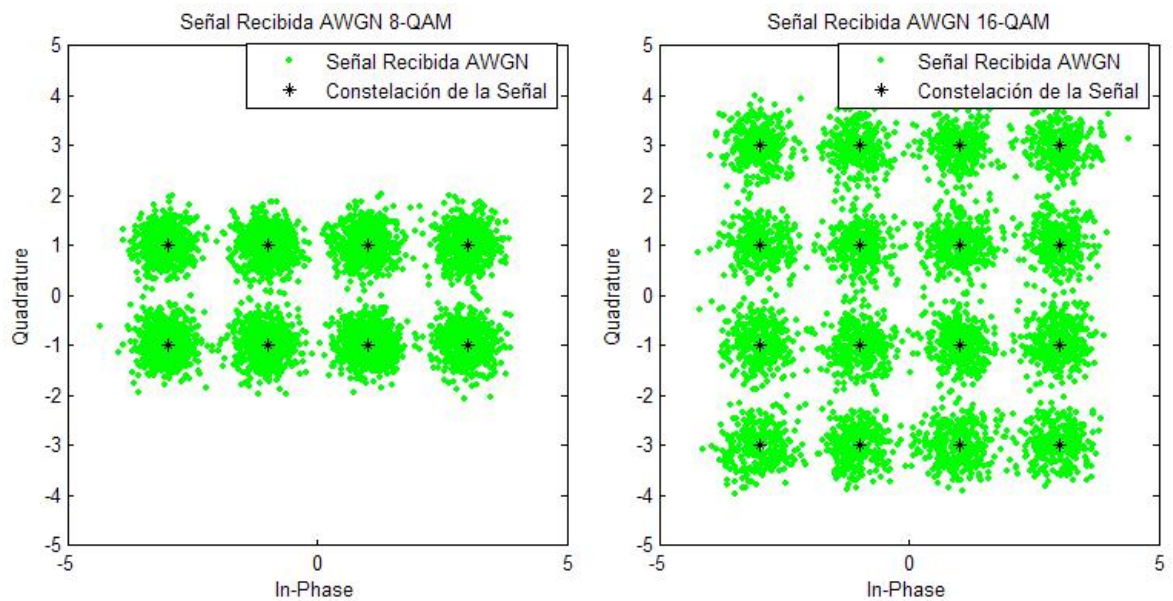


Figura 13. Diagramas de Constelación 8 y 16-QAM.

3.2. Probabilidad de Error a través de Canales con Desvanecimiento Rayleigh

En la figura 14 se observan los resultados obtenidos al validar las expresiones teóricas de la *BER* en función de la *S/N* para sistemas *M-DPSK*. De otra parte se calculó la *BER* empírica con el propósito de comparar su comportamiento con la teórica. En el Anexo 3 se encuentra el código fuente para la generación de esta gráfica.

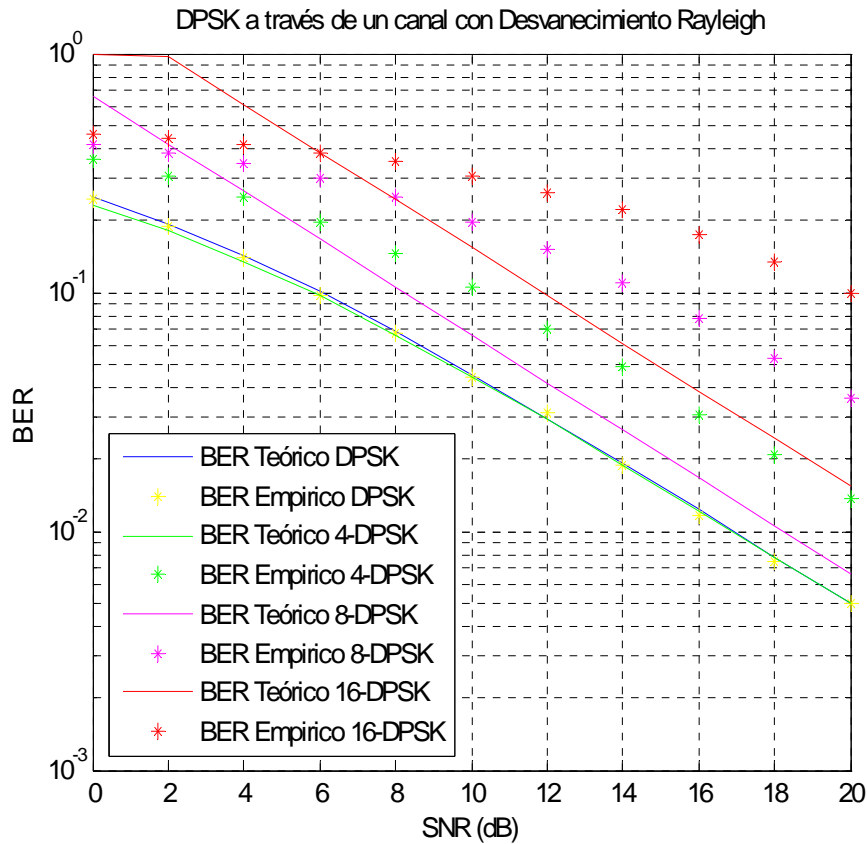


Figura 14. *BER* para Sistemas *M-DPSK* con Desvanecimiento Rayleigh.

En la figura 15 se observan los resultados de validar esquemas *M-PSK* a través de canales con desvanecimiento Rayleigh, y en la figura 16 se comparan los canales con desvanecimientos Rayleigh y con desvanecimiento AWGN, como resultado son claras las consecuencias del desvanecimiento Rayleigh sobre la *BER*, lo cual lleva a una degradación del sistema de comunicaciones, que puede ser caracterizada por la probabilidad de no disponibilidad del enlace. Hasta el punto de tener que considerar un apagón. Por ejemplo para conseguir valores de *BER* de 10^{-4} en un *Q-PSK* se necesita aproximadamente un E_b/N_o de 8.3 dB para AWGN y un E_b/N_o de 34 dB aproximadamente para desvanecimiento Rayleigh.

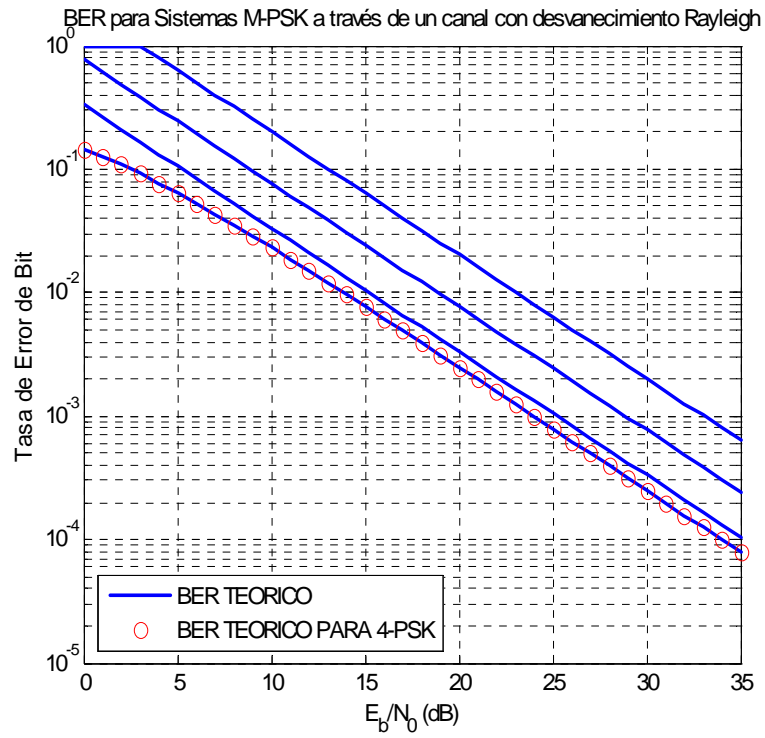


Figura 15. *BER* para Sistemas *M-PSK* con Desvanecimiento Rayleigh.

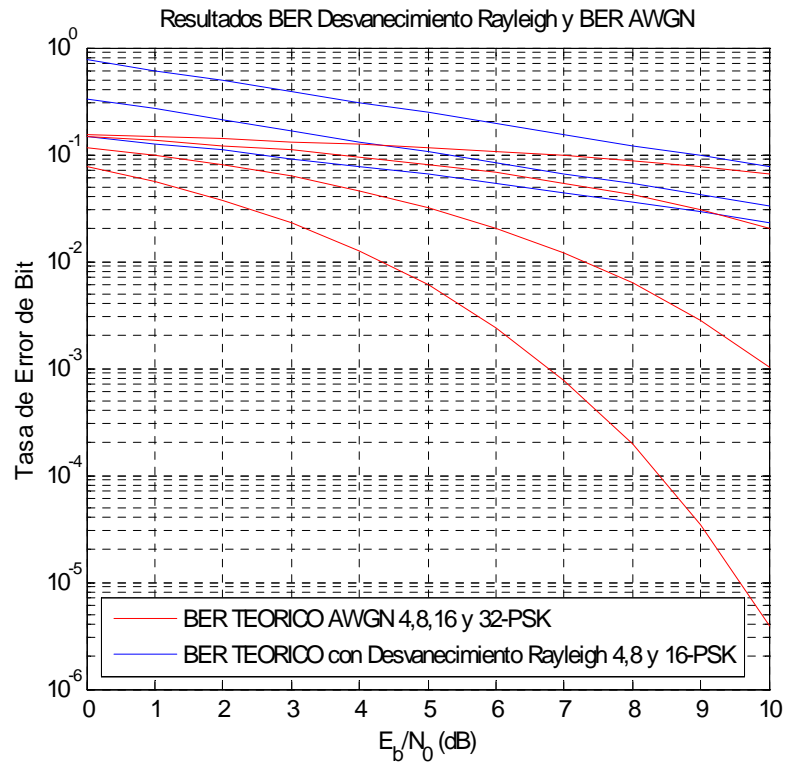


Figura 16. *BER* con Desvanecimiento Rayleigh y *BER* AWGN para esquemas *M-PSK*.

En el Anexo 3 se encuentran los códigos fuente de los programas en matlab que generan los resultados de las graficas 15 y 16.

Por otra parte en la figura 17 se observa el diagrama de bloques que se implementó para validar los valores del E_b/N_o a manera de simulación en simulink. En el Anexo 3, se encuentra el código fuente que se implementó para hacer el llamado del simulador de desvanecimiento Rayleigh, al igual que los resultados obtenidos.

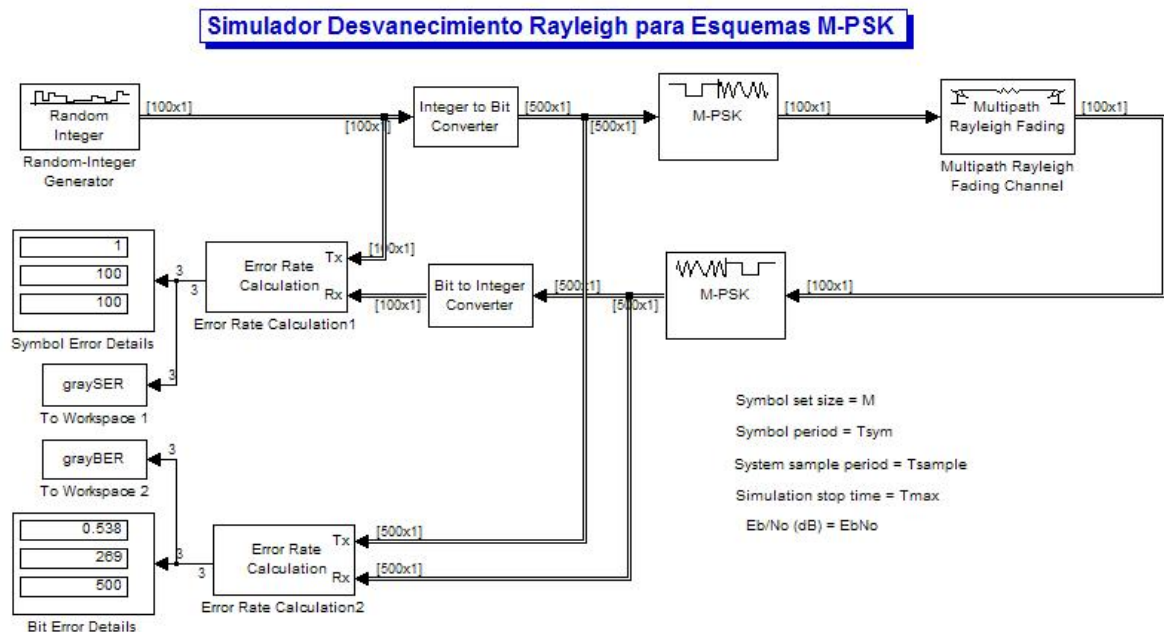


Figura 17. Sistema de Comunicaciones para Esquemas M -PSK a través de canales Rayleigh.

3.3. Probabilidad de Error a través de Canales con Desvanecimiento Ricean

En la figura 18 se observan los resultados de validar esquemas M -PSK a través de canales Ricean con desvanecimiento plano y selectivo, al igual que en el caso de canales Rayleigh son claras las consecuencias de este desvanecimiento sobre la BER , lo cual lleva a una degradación del sistema de comunicaciones, que puede ser caracterizada por la probabilidad de no disponibilidad del enlace. Hasta el punto de tener que considerar un apagón. Los resultados de desvanecimiento selectivo tienen como parámetros adicionales un tiempo de retardo $\tau = 2 * 10^{-6}$ segundos y una ganancia $G = -3$ dB. para el segundo rayo. En el Anexo 3 se encuentra el código fuente para la generación de esta gráfica.

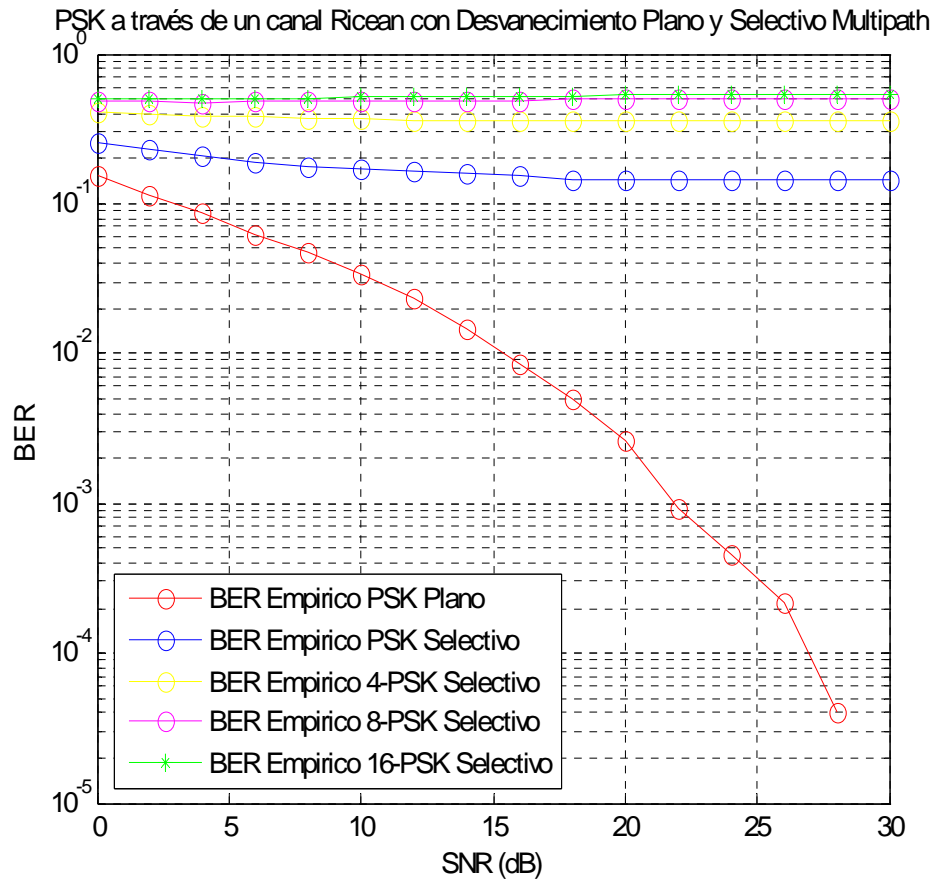


Figura 18. *BER* para Sistemas *M*-PSK con Desvanecimiento Ricean.

De los resultados generados se puede concluir que la generación de técnicas y mecanismos con los cuales se pueda probar la susceptibilidad de las condiciones de multitrayectoria es especialmente importante, como se pudo observar, es una de las principales causas de deterioro o degradación de la *BER*, así como de la probabilidad de no disponibilidad en los sistemas de radio digital. Por tal motivo, se propone tener en cuenta los resultados de las gráficas generadas anteriormente para calcular el margen de desvanecimiento total del sistema como una función de la degradación de la *BER*.

3.4. Aplicación en el Diseño de Radioenlaces Digitales

La aplicación de la probabilidad de error en el diseño de radioenlaces digitales se ve reflejada en la relación existente entre los esquemas de modulación digital, el E_b/N_o y la *BER*. De igual manera se cuenta con el E_b/N_o como función de la relación señal a ruido del sistema (C/N), ancho de banda (BW) y la velocidad de transmisión (V_{tx}), de la siguiente manera:

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{C}{N} \frac{BW}{V_{tx}} \quad (41)$$

Donde C es el nivel de potencia recibida en el receptor y N es la potencia de ruido térmico. Los valores de BW y V_{tx} son dependientes de la aplicación y diseño del sistema de comunicaciones, C se calcula a partir de las ecuaciones de diseño del enlace de radio, dependientes del modelo de propagación utilizado, y N se describe con la ecuación:

$$N(\text{watts}) = KTBW \quad (42)$$

Donde K es la constante de proporcionalidad de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$ joules por °Kelvin) y T la temperatura ambiente en grados Kelvin.

De la ecuación 2 se calcula el valor de C con el cual podemos definir los valores de las variables de la ecuación general para el cálculo de la potencia recibida en el receptor:

$$C(\text{dBW}) = P_{TX}(\text{dBW}) + G_{TX}(\text{dB}) + G_{RX}(\text{dB}) - L_O(\text{dB}) - L_A(\text{dB}) \quad (43)$$

Donde P_{TX} es la potencia de transmisión, G_{TX} es la ganancia de la antena transmisora, G_{RX} es la ganancia de la antena receptora, L_O son las pérdidas de propagación en el espacio libre y L_A son las pérdidas adicionales que se deben tener en cuenta debido al modelo de propagación utilizado en la aplicación (Filo de Cuchilla, Okumura, Hata, Durkin, PCS), algunos modelos tienen en cuenta las pérdidas de propagación en el espacio libre en el valor de L_A .

Nota: En el anexo 4 se encuentran los artículos “BIT ERROR PROBABILITY APPLIED IN THE DESIGN OF DIGITAL RADIOLINKS” y “CALCULATIONS OF SENSIBILITY AND SIGNAL TO NOISE RATIO IN WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS”, los cuales serán publicados en la revista Tecnología de Avanzada, volumen 1 o 2 del presente año. Esta revista es indexada categoría C. De igual manera fueron socializados como ponencias en el V Congreso Internacional “ELECTRÓNICA Y TECNOLOGÍAS DE AVANZADA” realizado por la universidad de Pamplona durante los días 27, 28 y 29 de septiembre de 2006.

4. CALIDAD Y MARGEN DE DESVANECIMIENTO EN RADIOENLACES DIGITALES.

La calidad representa el grado en el que el radioenlace estará en condiciones de proporcionar el servicio para el que se ha diseñado. La pérdida de calidad viene dada por interrupciones en el servicio, tales como fallos o averías, condiciones anómalas (lluvia y desvanecimientos) e interferencias, que producen en un periodo de tiempo un corte parcial o total de la señal o a su vez que aparezcan ruido elevado, discontinuidades o distorsión³⁷.

Con el propósito de definir los criterios de calidad, las interrupciones del servicio pueden darse en:

- Un periodo de tiempo largo $\geq T_o$ en segundos: Calidad de disponibilidad.
- Un periodo de tiempo corto: Calidad de fidelidad.

La disponibilidad cuantifica la probabilidad de que el sistema se encuentre en condiciones de funcionamiento en un momento dado. La fidelidad se cuantifica al porcentaje de tiempo en el que hay una *BER* por encima de un umbral (microinterrupciones y degradaciones ligeras y breves), se suele medir en el mes más desfavorable.

La calidad de disponibilidad esta ocasionada por el mal funcionamiento de los equipos o por la lluvia y la calidad de fidelidad viene dada por desvanecimiento plano o desvanecimiento selectivo. En este sentido la evaluación de calidad del radioenlace en el presente trabajo se desarrolla en función de la fidelidad.

4.1. Evaluación De La Calidad (Fidelidad)

La probabilidad de salidas (outages) o no disponibilidad debido a la disminución de la potencia recibida causada por el desvanecimiento plano esta dada por la ecuación 16, con $P(F) = P_{NDP}$, y la ecuación que describe la probabilidad de no disponibilidad total del enlace P_{NDT} esta descrita por:

$$P_{NDT} = P_{NDP} + P_{NDS} \quad (44)$$

Donde P_{NDS} es la probabilidad de no disponibilidad para el desvanecimiento selectivo. De igual manera se distingue entre enlaces de pequeña y media / alta capacidad. Por lo cual en enlaces de pequeña capacidad ($< 34\text{Mbps}$) solo se tiene desvanecimiento plano³⁸, luego:

³⁷ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 8. Radioenlaces Terrenales del Servicio Fijo. d. 8.53.

³⁸ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 8. Radioenlaces Terrenales del Servicio Fijo. d. 8.71.

$$P_{NDT} = P_{NDP} = P_0 10^{-F_1/10} \quad (45)$$

Para capacidad media / alta existen dos métodos³⁹ (método de la signature y método del margen neto de desvanecimiento)

4.1.1. Método de la Firma (Signature)

La probabilidad de no disponibilidad para el desvanecimiento selectivo se puede expresar como:

$$P_{NDS} = \eta * p(o / \eta) \quad (46)$$

Donde η es la probabilidad de desvanecimiento multitrayecto, la cual se calcula de acuerdo a la expresión empírica que relaciona la η y P_0 , dada por la ITU-R

$$\eta = 1 - \exp(-0.2P_0^{0.75}) \quad (47)$$

o por la expresión tratada en el capítulo 2, $p(o/\eta)$ es la probabilidad de desvanecimiento selectivo condicionada a desvanecimiento multitrayecto, la cual se puede calcular a través de la signature con:

$$p(o / \eta) = \frac{CP_b(1)k\langle\tau^2\rangle}{T_s^2} \quad (48)$$

Donde C como un factor constante, $p_b(1)$ valor de la probabilidad de b para $b = 1$. Se toma de una tabla, k es una constante que depende de la signature. Existen valores típicos para distintos receptores, o se calcula, $\langle\tau^2\rangle$ es la varianza del retardo del eco, y T_s es el periodo del símbolo.

Luego de calcular esta probabilidad se calcula la probabilidad total de no disponibilidad con la ecuación 44.

4.1.2. Método de Margen Neto

Permite calcular la probabilidad de no disponibilidad total directamente, la idea es calcular la P_{NDT} de la misma manera que se calcula la P_{NDP} partiendo de la ecuación 44 y despejando el margen de disponibilidad total:

³⁹ MURILLO, F. J., Radiación y Radio Comunicación. Tema 8. Radioenlaces Terrenales del Servicio Fijo. d. 8.72.

$$P_{NDT} = P_{NDP} + P_{NDS} = P_0 10^{-F_I/10} + P_{NDS} = P_0 10^{-F_T/10} \quad (49)$$

Despejando el valor de F_T se tiene:

$$10^{-F_T/10} = \frac{P_0 10^{-F_I/10} + P_{NDS}}{P_0} \quad (50)$$

$$10^{-F_T/10} = 10^{-F_I/10} + \frac{P_{NDS}}{P_0} \quad (51)$$

Factorizando

$$10^{-F_T/10} = 10^{-F_I/10} \left(1 + \frac{P_{NDS}}{P_0} 10^{F_I/10} \right) \quad (52)$$

Aplicando logaritmos

$$-F_T/10 \log 10 = -F_I/10 \log 10 + \log \left(1 + \frac{P_{NDS}}{P_0} 10^{F_I/10} \right) \quad (53)$$

Multipliando por (-1) y despejando F_T

$$F_T = F_I - 10 \log_{10} \left(1 + \frac{P_{NDS}}{P_0} 10^{F_I/10} \right) \quad (54)$$

Donde F_I es el margen de desvanecimiento plano y F_T es el margen de desvanecimiento total. Por otra parte si $F_I \rightarrow 0$, entonces $F_T \cong F_I$. De igual forma si $F_I \rightarrow \infty$, entonces

$$\lim_{F_I \rightarrow \infty} F_T = 10 \log_{10} \frac{P_0}{P_{NDS}}, \text{ luego } F_I > F_T.$$

4.2. Margen De Desvanecimiento

Para el cálculo de trayectoria en los radioenlaces digitales se cuenta con una ecuación más general que la descrita en la ecuación 43:

$$C(dBm) = P_{TX}(dBm) + G_T(dB) - L_O(dB) - L_A(dB) - L_{AATx}(dB) - L_{AARx}(dB) - L_{AA}(dB) \quad (55)$$

Donde:

$$G_T(dB) = G_{Tx}(dB) + G_{Rx}(dB) \quad (56)$$

L_{AATx} y L_{AARx} como las pérdidas de alimentación de las antenas en el sistema de transmisión y recepción respectivamente,

$$L_{AA}(dB) = L_{DA}(dB) + MDI(dB) - L_A(dB) \quad (57)$$

Donde L_{DA} son las pérdidas por desalineamiento de antenas, por lo general del orden de 1 a 2 dB., MDI es el margen de diseño que va de 1 a 3 dB. y L_A son las pérdidas adicionales que se enunciaron en la ecuación 43 y que fueron analizadas en el anexo 3.

Por otra parte el margen de desvanecimiento se ve relacionado con la ecuación de la trayectoria con:

$$C(dBm) = S(dBm) + MD(dB) \quad (58)$$

Donde S es la sensibilidad del receptor y MD es el margen de desvanecimiento (fenómeno aleatorio), dicha variable es la parte interesante de calcular, con el objeto de dimensionar el radio.

4.2.1. Metodología propuesta para calcular el Margen de Desvanecimiento Total teniendo en cuenta el Desvanecimiento Selectivo

Inicialmente se calcula el margen de desvanecimiento plano dependiendo de la probabilidad de disponibilidad plana del enlace P_{DP} es decir: Si se debe cumplir con una P_{DP} de 0.99995, (parámetro de diseño), la probabilidad de no disponibilidad es $P_{NDP} = 1 - P_{DP}$, luego P_{NDP} es 0.00005. En términos de porcentajes se tiene, $P_{DP} = 99.995\%$ y $P_{NDP} = 0.005\%$. Para calcular el margen de desvanecimiento plano F_I se utiliza la ecuación 45 y dependiendo del ambiente en donde vaya a ser ubicado el enlace se utilizan las ecuaciones 18-20.

Este valor de desvanecimiento F_I , es el que se tiene en cuenta en la ecuación 58 para el cálculo de la sensibilidad del receptor S con $MD = F_I$. El cálculo del valor de la potencia recibida en el receptor C se despeja de la ecuación 41, luego:

$$C = \frac{E_b V_{tx}}{N_o BW} N \quad (59)$$

Cuando se presenta desvanecimiento selectivo cambia el valor del margen de desvanecimiento hallado, puesto que el valor de la potencia recibida en el receptor cambia ya que la probabilidad de error de bit BER aumenta, tal como se mostró en el capítulo 3.

Con el ánimo de calcular el margen de desvanecimiento total teniendo en cuenta el desvanecimiento selectivo se deben seguir los siguientes pasos:

- De la ecuación 59 se debe calcular el nuevo valor de la potencia recibida en el receptor teniendo en cuenta los valores de E_b/N_o generados por las gráficas de la figura 18, ya que los valores de la BER han cambiado debido al desvanecimiento selectivo. Manteniendo los valores de velocidad de transmisión y ancho de banda constantes.
- Se calcula el nuevo margen de desvanecimiento de la ecuación 54, con el mismo valor de sensibilidad S , el cual es el margen de desvanecimiento total teniendo en cuenta el desvanecimiento selectivo.

$$MD(dB) = C(dBm) - S(dBm) \quad (60)$$

- Con este valor de MD como F_T se puede calcular la probabilidad de no disponibilidad total del enlace de la ecuación 49 (método de margen neto). De igual manera se puede hallar la probabilidad de no disponibilidad selectiva del enlace.

Con lo anterior se tienen todos los parámetros necesarios para dimensionar el radio y definir los equipos que se deben adquirir para la implementación del enlace.

Es importante tener en cuenta que en la práctica una de las técnicas mas utilizadas para contrarrestar los desvanecimientos, es la “Técnica de Diversidad”, la cual debe implementarse con carácter obligatorio cuando el margen de desvanecimiento supera los 45 dB.

Nota: En el anexo 4 se encuentra el artículo “PROPUESTA METODOLÓGICA PARA EL DISEÑO DE RADIOENLACES DIGITALES AFECTADOS POR DESVANECIMIENTO SELECTIVO”, el cual fue enviado al CONGRESO COLOMBIANO DE COMUNICACIONES IEEE que se llevara a cabo durante los días 27 y 28 de septiembre de 2007 en la ciudad de Bogota D.C. Colombia.

CONCLUSIONES

Se desarrollo una metodología de diseño para el cálculo del margen de desvanecimiento en sistemas de microondas por línea de vista considerando el desvanecimiento selectivo en frecuencia por multitrayectoria. Para ello se considero los métodos de evaluación de la calidad de fidelidad en radio enlaces digitales de alta capacidad. Los resultados obtenidos en la metodología propuesta fueron comparados con métodos propuestos por algunos investigadores, logrando resultados muy similares.

Con los resultados obtenidos en condiciones desvanecimiento selectivo en frecuencia por multitrayectoria se corrobora que este tipo de desvanecimiento es la principal causa de deterioro o degradación de la probabilidad de error de bit (*BER*).

Para el cálculo del margen de desvanecimiento por multitrayectos atmosféricos se propone tener en cuenta las gráficas generadas en la figura 18 (*BER* con Desvanecimiento Ricean para esquemas *M-PSK*), si existe componente dominante como en el caso de radioenlaces LdV, por otro lado, si no existe componente dominante, se propone tener en cuenta las gráficas de las figuras 14 y 15 (*BER* con Desvanecimiento Rayleigh para esquemas *M-DPSK* y *M-PSK*) caso de comunicaciones móviles.

Cuando el cálculo del enlace no cumple con los objetivos del ITU-R (margen de desvanecimiento > 45 dB.) es necesario aplicar mecanismos de mejora tales como los denominados de diversidad.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Onda de espacio o troposférica.....	6
Figura 2. Parámetros del Desvanecimiento.....	7
Figura 3. Factor de Actividad Multitrayecto.....	10
Figura 4. Atenuación de la Función de Modelamiento Usada en el modelo de Tres Caminos Simples.....	15
Figura 5. Efecto del Fading Selectivo.....	17
Figura 6. Simulador del Fading Modelo Dos Rayos.....	19
Figura 7. Modelo Dos Rayos en Contrafase.	19
Figura 8. BER para Sistemas M -PSK Sobre un Canal Ideal.	22
Figura 9. BER para Sistemas M -QAM.	23
Figura 10. Sistema de Comunicaciones para Esquemas M -PSK a través de canales AWGN.	23
Figura 11. Resultados Teóricos y Simulados para Sistemas M -PSK AWGN.....	24
Figura 12. Diagramas de Constelación M -PSK.	25
Figura 13. Diagramas de Constelación 8 y 16-QAM.	25
Figura 14. BER para Sistemas M -DPSK con Desvanecimiento Rayleigh.	26
Figura 15. BER para Sistemas M -PSK con Desvanecimiento Rayleigh.	27
Figura 16. BER con Desvanecimiento Rayleigh y BER AWGN para esquemas M -PSK. ...	27
Figura 17. Sistema de Comunicaciones para Esquemas M -PSK a través de canales Rayleigh.	28
Figura 18. BER para Sistemas M -PSK con Desvanecimiento Ricean.	29

REFERENCIAS

- [1] W. Tomasi, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas* (Book style), 4ta ed, Mexico: Prentice Hall, 2003.
- [2] A. C. Aznar, *Antenas* (Book style), 1ra ed, Mexico: Alfaomega, 2000.
- [3] T. S. Rappaport, *Wireless Communications* (Book style), 1ra ed, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [4] S. Haykin, *Communications Systems* (Book style), 3ra ed, United States: John Wiley, 1994.
- [5] W. C. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems* (Book style), 1ra ed, United States: McGraw-Hill, 1989.
- [6] W. D. Rummmler, R. P. Coutts, and M. Liniger, Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio (Paper style), IEEE Communications Magazine, November 1986.
- [7] D. P. Taylor, and P. R. Hartmann, Telecommunications by Microwave Digital Radio (Paper style), IEEE Communications Magazine, August 1986.
- [8] P. Balaban, Statistical Model for Amplitude and Delay of Selective Fading (Paper style), AT&T Tech. Jour., December 1985.
- [9] A. J. Rustako, C. B. Woodworth, R. S. Roman, and H. H. Hoffman, A Laboratory Simulation Facility for Multipath Fading Microwave Radio Channels (Paper style), AT&T Tech. Jour., December 1985.
- [10] E. Damosso, A New Approach to Outage Prediction for Radio Digital Systems (Paper style), CSELT Tech. Reports, June 1985.
- [11] W. L. Lam, and A. R. Webster, Microwave Propagation on Two Line-of-Sight Oversea Paths (Paper style), IEEE Trans. On Antenas and Propagation, May 1985.
- [12] J. C. Campbell, A. L. Martin, and R. P. Coutts, 140 Mbits/s Digital Radio Field Experiment- Further Results (Conference Record), Conf. on Comm., 1984.
- [13] A. R. Webster, Angles-of-Arrival and Delay on Terrestrial Line-of-Sight Microwave Links (Paper style), IEEE Trans. On Antenas and Propagation, January 1983.
- [14] J. C. Campbell, and R. P. Coutts, Outage Prediction of Digital Radio Systems (Paper style), Electronics Letters, December 1982.

- [15] S. Sakagami, and Y. Hoyosa, Some Experimental Results on in-Band Amplitude Dispersion and Method for Estimating in-Band Linear Amplitude Dispersion (Paper style), IEEE Trans. On Communications, August 1982.
- [16] W. D. Rummler, A Simplified Method for the Laboratory Determination of Multipath Outage of Digital Radios in the Presence of Thermal Noise (Paper style), IEEE Trans. On Communications, March 1982.
- [17] S. Komaki, I. Horikawa, K. Morita, and Y. Okamoto, Characteristics of a High Capacity 16 QAM Digital Radio System in Multipath Fading (Paper style), IEEE Trans. On Communications, December 1979.
- [18] W. D. Rummler, A New Selective Model: Application to Propagation Data (Paper style), Bell Syst. Tech. J., June 1979.
- [19] C. W. Lundgren, and W. D. Rummler, Digital Radio Outage Due Selective Fading-Observation vs Prediction from Laboratory Simulation (Paper style), Bell Syst. Tech. J., June 1979.
- [20] C. L. Ruthroff, Multiple-Path Fading on Line-of-Sight Microwave Radio Systems as a Function of Path Length and Frequency (Paper style), Bell Syst. Tech. J., September 1971.

ANEXO 1

1. DISTRIBUCIONES ESTADÍSTICAS DE LAS SEÑALES DE RADIO

1.1. Distribución Lognormal¹

Considere una onda de radio propagándose en un ambiente de radio. Para alcanzar la estación receptora la onda de radio tiene que viajar a través de diferentes obstrucciones tales como edificios, túneles, colinas, árboles, etc. Cada obstrucción presenta su propia constante de atenuación como también su espesor. Supóngase que la i -ésima obstrucción tiene una constante de atenuación α_i y espesor Δr_i . Si la amplitud de la onda entrando a la obstrucción es E_{i-1} , y E_i es la amplitud después de la obstrucción, luego:

$$E_i = E_{i-1} \exp(-\alpha_i \Delta r_i) \quad (1.1.1)$$

Usando recursividad, se muestra que la señal que viaja en la n -ésima obstrucción esta dada por:

$$E_n = E_o \exp\left(-\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i\right) \quad (1.1.2)$$

Es razonable admitir que α_i y Δr_i varían aleatoriamente de obstrucción en obstrucción. Si definimos x como:

$$x = -\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i \quad (1.1.3)$$

Luego

$$E_n = E_o \exp(x) \quad (1.1.4)$$

Si el número de obstrucciones es lo suficientemente grande ($n \rightarrow \infty$ en la ecuación 1.1.3) podemos utilizar el teorema de limite central, para declarar que la variable aleatoria x tiene una distribución normal $p(x)$ tal que:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m_x}{\sigma_x}\right)^2\right] \quad (1.1.5)$$

¹ Mobile Radio Propagation Model. p. 88.

Donde m_x es el valor medio de x y σ_x^2 es la varianza, ahora encontraremos la distribución de la relación de y con los campos E_n / E_o como se expresó en la ecuación 1.1.4, con:

$$y = \frac{E_n}{E_o} = \exp(x) \quad (1.1.6)$$

Luego, si definimos Y como:

$$Y = \log y = x \log e \quad (1.1.7)$$

La media y la varianza de Y son M_y y σ_y^2 , respectivamente y están definidos como:

$$M_y = \log m_y = m_x \log e \quad (1.1.8)$$

$$\sigma_y = \log \sigma_y = \sigma_x \log e \quad (1.1.9)$$

Con el propósito de encontrar la densidad de probabilidad $p(Y)$ de Y igualamos las áreas debajo de las densidades de $p(Y)$ y $p(x)$, tal como:

$$p(Y)dY = p(x)dx \quad (1.1.10)$$

De la ecuación 1.1.7

$$dY = \log e dx \quad (1.1.11)$$

Usando la ecuación 1.1.11 en 1.1.10 y tomando $p(x)$ de la ecuación 1.1.5, se puede obtener:

$$p(Y) = \frac{1}{\log e} p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x} \log e} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x - m_x}{\sigma_x} \right)^2 \right] \quad (1.1.12)$$

Por otra parte

$$p(Y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{Y - m_y}{\sigma_y} \right)^2 \right] \quad (1.1.13)$$

Puede verse que Y también tiene una distribución normal, porque Y , M_y , y σ_y están dados en forma logarítmica, esta función es conocida como una función de densidad de probabilidad lognormal, luego concluimos que la diferencia en decibels de la señal recibida y la señal en el espacio libre, $20 \log(E_n / E_o)$, tienen una distribución lognormal. Es obvio que la señal recibida R , cuando es medida en decibels, también tiene una función de densidad lognormal dada por:

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_R} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{R-M_R}{\sigma_R}\right)^2\right] \quad (1.1.14)$$

Donde M_R , y σ_R son respectivamente, la media y varianza de R dados en decibeles. Mediciones han mostrado que la desviación estándar σ_R se encuentra en el rango de 4 – 10 dB.

1.2. Distribución Rayleigh²

Si la señal recibida en el receptor raramente tiene línea de vista directa con el transmisor, (caso de los sistemas de comunicación móviles). Esta será la suma de las señales formadas por la transmisión de señales dispersas debido a la ubicación de obstrucciones aleatorias lo que ocasiona diferentes atenuaciones y fases sobre la señal resultante. Esto es conocido como propagación multitrayectoria. Es posible suponer que las fases de las ondas dispersas están uniformemente distribuidas de 0 a 2π radianes y que las amplitudes y fases son estadísticamente independientes. Consecuentemente, se puede esperar que en ciertos momentos las ondas puedan estar en fase, produciendo una gran amplitud (interferencia constructiva), por otra parte en otro momento pueden estar fuera de fase, produciendo amplitudes pequeñas (interferencia destructiva). La idea es determinar la estadística de este tipo de desvanecimiento.

Considérese una señal portadora s a una frecuencia w_o y con una amplitud a escrita en forma exponencial

$$s = a \exp(jw_o t) \quad (1.2.1)$$

Si denotamos a_i y θ_i como la amplitud y la fase de la i -ésima onda dispersa respectivamente, la resultante señal s_r , en el receptor es la suma de las n ondas dispersas:

$$s_r = \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(w_o t + \theta_i)] \quad (1.2.2)$$

Equivalentemente

$$s_r = r \exp[j(w_o t + \theta)] \quad (1.2.3)$$

Donde

² Mobile Radio Propagation Model. p. 92.

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i) \quad (1.2.4)$$

Por otra parte:

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i + j \sum_{i=1}^n a_i \sin \theta_i \stackrel{\Delta}{=} x + jy \quad (1.2.5)$$

Donde

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (1.2.6)$$

$$x^2 = r \cos \theta \quad (1.2.7)$$

$$y^2 = r \sin \theta \quad (1.2.8)$$

Porque, (1) n es usualmente muy grande, (2) las amplitudes individuales a_i son aleatorias y (3) las fases θ_i tienen una distribución uniforme, puede ser asumido que x y y son variables Gaussianas con media igual a cero y varianzas $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_r^2$. Consecuentemente sus distribuciones son:

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (1.2.9)$$

Donde $z = x$ o $z = y$, como se requiera.

Se puede demostrar que x y y son variables aleatorias independientes a pesar de ser Gaussianas con la misma desviación estándar. Luego la distribución conjunta $p(x,y)$ es:

$$p(x, y) = p(x)p(y) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (1.2.10)$$

La distribución $p(r, \theta)$ puede ser escrita como una función de $p(x,y)$ como sigue:

$$p(r, \theta) = |J| p(x, y) \quad (1.2.11)$$

Donde:

$$J = \frac{\Delta}{\begin{vmatrix} \frac{d_x}{d_r} & \frac{d_x}{d_\theta} \\ \frac{d_y}{d_r} & \frac{d_y}{d_\theta} \end{vmatrix}} \quad (1.2.12)$$

Con J como el Jacobiano de la transformación de las variables aleatorias x , y dentro de r , θ . Utilizando las ecuaciones 1.2.7 y 1.2.8 en la ecuación 1.2.12, se puede obtener $J = r$. Por consiguiente, con la ecuación 1.2.10 en la ecuación 1.2.11 se tiene:

$$p(r, \theta) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (1.2.13)$$

La densidad de $p(r)$ es obtenida por el promedio $p(r, \theta)$ sobre el rango de variación de θ . De:

$$p(r) = \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta$$

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & \text{otro caso} \end{cases} \quad (1.2.14)$$

La anterior ecuación es la función de densidad de probabilidad Rayleigh. Y la distribución $P(r_o)$ es:

$$p(r_o) = \text{prob}(r \leq r_o) = \int_0^{r_o} p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{r_o^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (1.2.15)$$

Algunos puntos importantes de estas distribuciones son los siguientes:

- Valor Medio $= E[r] = \int_0^\infty rp(r)dr = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_r$
- Valor mas probable $= \max\{p(r)\} = \sigma_r$
- Segundo momento (valor cuadrático medio) $= E[r^2] = \int_0^\infty r^2 p(r)dr = 2\sigma_r^2$, luego el valor rms es $\sqrt{2}\sigma_r$
- Varianza $= E[r^2] - E^2[r] = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma_r^2$

- Mediana, definida como el valor de r_o obtenido cuando $\int_{r_o}^{\infty} p(r)dr = 0.5$. Luego,

$$r_o = 1.18\sigma_r.$$

1.3. Distribución Ricean³

El modelo de desvanecimiento de Rayleigh sustenta únicamente el caso donde se cuente con un gran número de caminos indirectos los cuales predominan grandemente sobre el camino directo. Sin embargo, en algunas circunstancias, donde se tiene propagación de línea de vista, el camino directo predomina sobre los caminos indirectos. Esto puede pasar dentro de edificios donde las cortinas paredes, techos y pisos contienen una gran cantidad de metal. Es posible esperar que, si la antena transmisora es ubicada sobre el piso se generen algunos multitrayectos dispersivos y consecuentemente la señal recibida es la suma de las señales dispersas y el camino directo. En este sentido se plantea investigar como varían las estadísticas de la envolvente de la señal recibida, de acuerdo con la proporción de ondas directas y ondas dispersas.

Utilizando las ecuaciones 1.2.3 y 1.2.1, la señal recibida s_r es:

$$s_r = r \exp(jw_o t + \theta) + a \exp(jw_o t) \quad (1.3.1)$$

Donde el primer término de la ecuación describe las ondas dispersas y el segundo término describe las ondas directas. O equivalentemente

$$s_r = [(x+a) + jy] \exp(jw_o t) \quad (1.3.2)$$

Note que, en este caso.

$$r^2 = (x+a)^2 + y^2 \quad (1.3.3)$$

$$x+a = r \cos \theta \quad (1.3.4)$$

$$y = r \sin \theta \quad (1.3.5)$$

Siguiendo los mismos pasos que en la sección 1.2. se puede obtener:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) \quad (1.3.6)$$

Donde

³ Mobile Radio Propagation Model. p. 95.

$$I_o\left(\frac{a_r}{\sigma_r^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{ar \cos \theta}{\sigma_r^2}\right) d\theta \quad (1.3.7)$$

es la función de Bessel modificada de orden cero-ésima. Esta función puede ser tabulada o puede ser evaluada numéricamente por:

$$I_o(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{x^i}{i! 2^i} \right) \quad (1.3.8)$$

La ecuación 1.3.6 corresponde a una distribución Ricean. Note que si $a = 0$, se obtiene la distribución Rayleigh. Si la relación a / σ es lo suficientemente grande, la componente en fase ($x + a$) predomina sobre la componente en cuadratura y de la señal. Por consiguiente, la distribución $p(r)$, de $r = x + a$, es aproximadamente igual que $p(x)$, cuando el valor medio es a .

ANEXO 2

2. SIMULACIONES Y CÓDIGO FUENTE DEL MODELO DE DOS RAYOS

2.1. Grafica de Amplitud / fase vs Frecuencia

```
%Definición de las variables
a=1;
b=0.7;
f0=0:10e6:200e6;
tao=0.5e-9;
f=-5000e6:10e6:5000e6; % Rango de frecuencias evaluado.
H=abs(a*(1+b*exp(-i*2*pi*f*tao))); % Ecuación que describe el modelo de los dos Rayos.
D=20*log10((b*tao*(b-cos(2*pi*f*tao)))/(1+b^2+2*b*cos(2*pi*f*tao))); % Transferencia
de Fase vs Frecuencia.
plot(f,D,'r')
figure
for i=1:length(f0)
Hw=20*log10((1+b^2+2*b*cos(2*pi*(f-f0(i))*tao)).^0.5); % Transferencia de Amplitud vs
Frecuencia.
plot(f,Hw)
pause
end
title('Nivel de Magnitud Modelo de los dos rayos vs frecuencia en MHz')
xlabel('frecuencia en MHz')
ylabel('Nivel de Magnitud en dB')
```

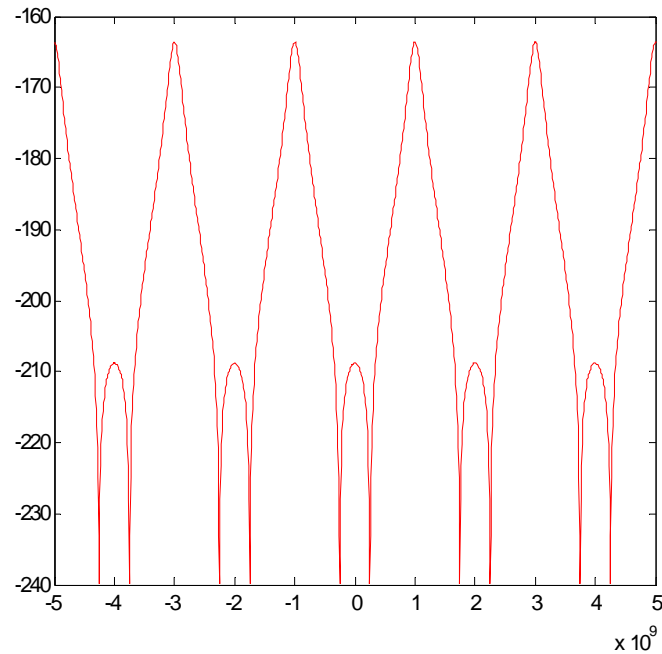


Figura 1. Fase vs frecuencia Fading Selectivo.

2.2. Llamado del Simulador de Fading

```

m=[-1:0.01:1]; % La fase del rayo retardado cambia en función de este valor en la
                % configuración del bloque Subsystem1.
m1=[0:0.01:2];
for i=1:length(m)
    M=m(i);
    % N=1*m1(i);
    sim('HERMAN'); % Se llama el diagrama de bloques desarrollado en Simulink.
    M1=abs(fft(yout)); % Se saca el valor absoluto de la transformada de Fourier resultante
    % de la variable generada del proceso de simulación.
    plot(M1)
    axis([230 250 0 150]);
    %hold on
end

```

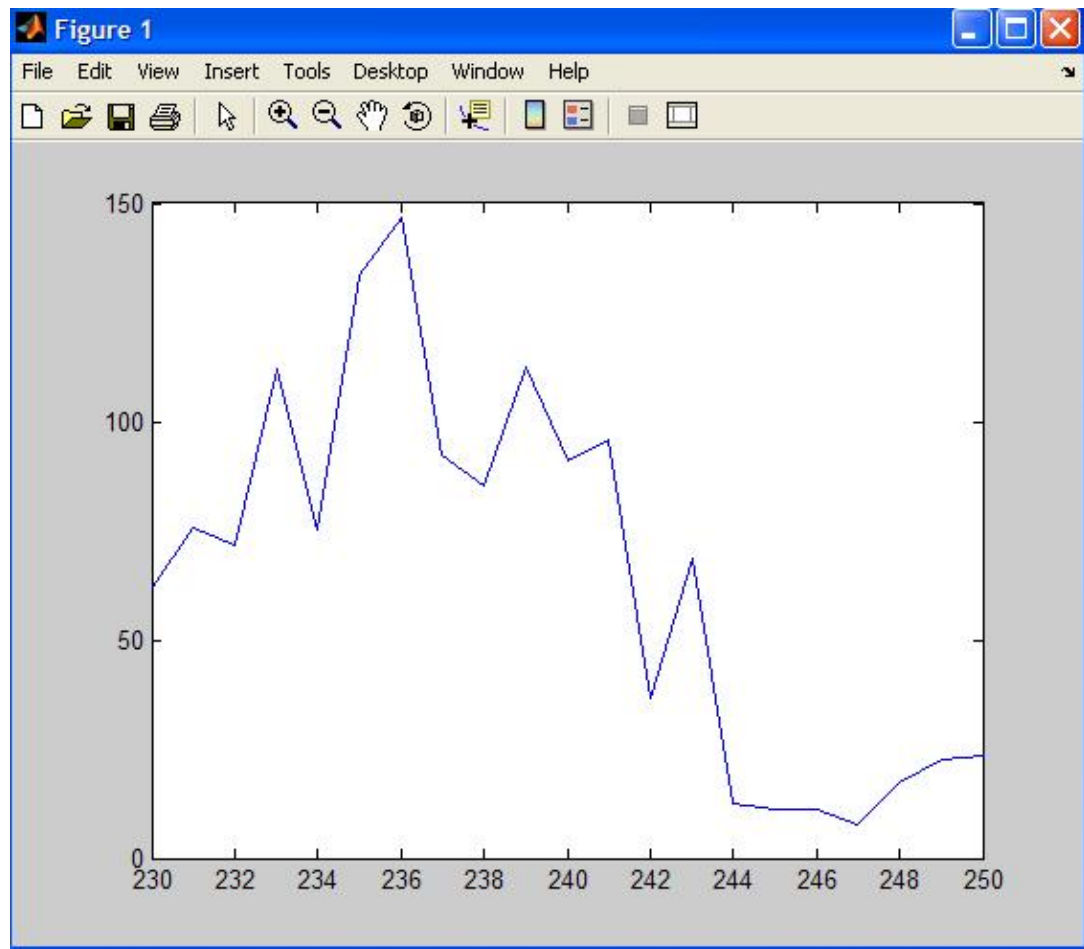


Figura 2. Modelo Dos Rayos en Fase.

En la figura 3 se observan las variables con las que está compuesto internamente el bloque subsystem utilizado en el simulador de fading modelo de dos rayos.

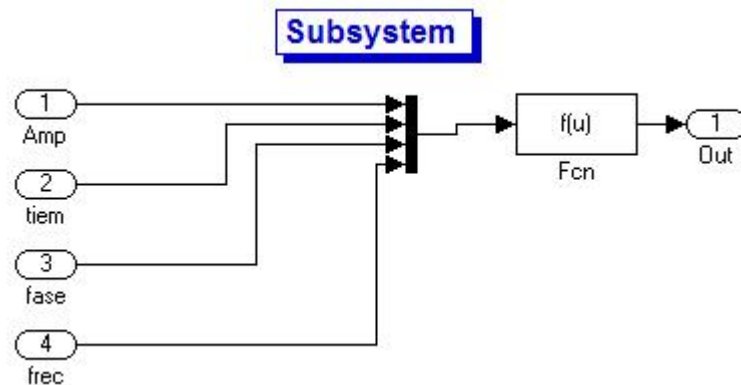


Figura 3. Bloque Subsystem.

El bloque subsystem es para el rayo directo, mientras que el rayo interferente se modela en subsystem1. El cambio se da en el sentido de la variación de la fase en función del factor M de acuerdo al programa realizado en matlab, con la expresión: $u(1)*\sin(u(4)*u(2)+M*u(3))$.

En la figura 4 se observa el comportamiento de la señal de salida resultante de la suma de los dos rayos, del simulador de fading.

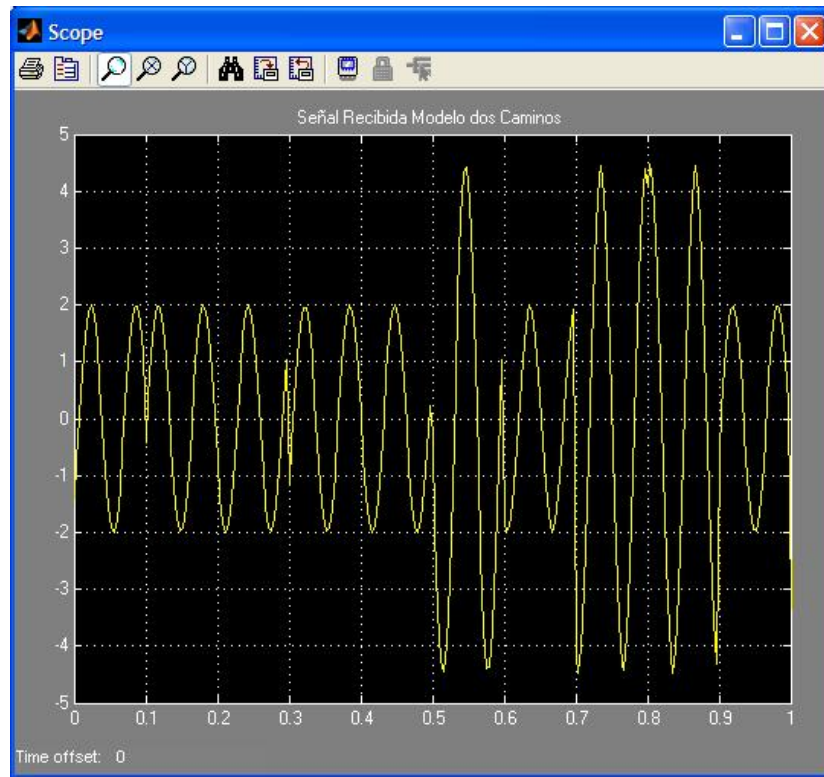


Figura 4. Salida del Simulador de Fading.

ANEXO 3

3. SIMULACIONES Y CÓDIGO FUENTE DE LA PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT (BER) A TRAVÉS DE CANALES AWGN, RAYLEIGH Y RICEAN

3.1. BER ante la presencia de ruido blanco gaussiano auditivo para sistemas M-PSK y M-QAM

3.1.1. Sistemas M-PSK

%% código fuente de la BER ante la presencia de ruido blanco gaussiano
%% auditivo para sistemas M-PSK.

M = 2; % Nivel inicial

EbNo = [7:15]; % Rango de Eb/No

% Calculo teórico de la BER.

for i=1:5

switch M

case 2

bertheory = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);

hold on;

M = M + 2^1;

i = i + 1;

case 4

bertheory = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

%semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);

semilogy(EbNo,bertheory,'bo');

hold on;

M = M + 2^2;

i = i + 1;

case 8

bertheory = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);

hold on;

M = M + 2^3;

i = i + 1;

case 16

bertheory = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);

```

        hold on;
        M = M + 2^4;
        i = i + 1;
    case 32
        bertheory = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');
        semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);
        hold on;
        M = M + 2^5;
        i = i + 1;
    end
    % semilogy(EbNo,bertheory,'ro');
    title('Tasa de Error de Bit para Sistemas M-PSK');
    legend('BER TEORICO',...
        'BER TEORICO PARA 4-PSK','Location','SouthWest');
    xlabel('E_b/N_0 (dB)'); ylabel('Tasa de Error de Bit');
    grid on; drawnow;
end

gtext('2 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('4 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('8 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('16 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('32 niveles','FontName','Times','FontSize',12)

```

3.1.2. Sistemas M-QAM

*%% código fuente de la BER ante la presencia de ruido blanco gaussiano
%% auditivo para sistemas M-QAM*

*M = 4; % Nivel inicial
EbNo = [6:18]; % Rango de Eb/No*

% Calculo teórico de la BER.

```

for i=1:5
    switch M
    case 4
        bertheory = berawgn(EbNo,'qam',M);
        semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);
        hold on;
        M = M + 2^2;
        i = i + 1;
    case 8
        bertheory = berawgn(EbNo,'qam',M);
        semilogy(EbNo,bertheory,'g-','LineWidth',2);
        hold on;

```

```

        M = M + 2^3;
        i = i + 1;
    case 16
        bertheory = berawgn(EbNo,'qam',M);
        semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);
        hold on;
        M = M + 2^4;
        i = i + 1;
    case 32
        bertheory = berawgn(EbNo,'qam',M);
        semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);
        hold on;
        M = M + 2^5;
        i = i + 1;
    otherwise
        bertheory = berawgn(EbNo,'qam',M);
        semilogy(EbNo,bertheory,'m-','LineWidth',2);
        hold on;
    end
    % semilogy(EbNo,bertheory,'ro');
    title('Tasa de Error de Bit para Sistemas M-QAM');
    legend('BER TEORICO',...
        'BER TEORICO PARA 8-PSK','Location','SouthWest');
    xlabel('E_b/N_0 (dB)'); ylabel('Tasa de Error de Bit');
    grid on; drawnow;
end

gtext('4 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('8 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('16 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('32 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('64 niveles','FontName','Times','FontSize',12)

```

3.1.3. Llamado del Simulador de la BER AWGN

%% código fuente de la BER ante la presencia de ruido blanco gaussiano
 %% auditivo para sistemas M-PSK

```

M = 2; % Nivel inicial
EbNo1 = [1:6]; % Rango de Eb/No
Tsymb = 0.2;
BERVec = [];
EbNoVec = [1:1:6];
TVec = [1000 1000 1000 15000 20000 25000 40000]*Tsymb;

```

% Calculo de la BER Simulado.

```

if M == 2
    berththeory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('awgnpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER; %Toma el valor de la BER entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,berththeory,'b-',EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    hold on;
    %drawnow;
    M = M + 2^1;
end
if M == 4
    berththeory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('awgnpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER; %Toma el valor de la BER entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,berththeory,'go',EbNoVec,BERVec(:,1),'-g');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-bo');
    %xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER');
    hold on;
    M = M + 2^2;
end
if M == 8
    berththeory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('awgnpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER; %Toma el valor de la BER entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,berththeory,'b-',EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-go');
    xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER');
    hold on;
    M = M + 2^3;
end
if M == 16

```

```

    berththeory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('awgnpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER; %Toma el valor de la BER entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,berththeory,'b-',EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-yo');
    hold on;
    M = M + 2^4;
end

```

```

xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER');
title('Tasa de Error de Bit para Sistemas M-PSK');
legend('BER TEORICO',...
    'BER SIMULADO','BER TEORICO PARA 4-PSK','BER SIMULADO PARA 4-
    PSK','Location','SouthWest');
grid on;drawnow;

gtext('2 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('4 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('8 niveles','FontName','Times','FontSize',12)
gtext('16 niveles','FontName','Times','FontSize',12)

```

3.1.4. Modulación de una señal aleatoria y diagramas de constelación M-PSK

% Procesamiento de una cadena de datos binarios utilizando un sistema de
 % comunicaciones que consiste de un modulador bandabase, un canal y un demodulador.
 % Calcula la tasa de error de bit (BER). También muestra las señales
 % transmitidas, recibidas y sus esquemas de constelación.

```

%% Setup
% Definición de los parámetros.
M = 2; % Tamaño de la constelación
EbNo = 10; % En dB
n = 3e4; % Número de bits para procesar
nsamp = 1; % Tasa de Oversampling

```

```

%% Señal fuente
% Crea la cadena de datos binario como un vector columna.
x = randint(n,1); % Cadena de datos aleatorios binaria

```

```

% Dibuja los primeros 40 bits en un stem plot.
stem(x(1:40),'filled');
title('Bits Aleatorios');
xlabel('Bits Iniciales'); ylabel('Valor Binario');

if M == 2
    k = log2(M); % Número de bits por símbolo
    % Convierte los bits de x en k-bit símbolos.
    xsym = bi2de(reshape(x,k,length(x)/k).','left-msb');
    figure; % Create una nueva figure en una ventana.
    % Dibuja los primeros 10 símbolos en un stem plot.
    stem(xsym(1:10));
    title('Símbolos Aleatorios');
    xlabel('Símbolos Iniciales'); ylabel('Valores Enteros');
    % Modula usando PSK.
    y = pskmod(xsym,M);
    %% Señal Transmitida
    ytx = y;
    % Envío de la señal a través de un canal AWGN.
    snr = EbNo + 10*log10(k) - 10*log10(nsamp);
    ynoisy = awgn(ytx,snr,'measured');
    %% Señal Recibida
    yrx = ynoisy;
    % Crea un scatter plot de la Señal ruidosa y la Señal transmitida sobre los
    % mismos ejes.
    h = scatterplot(yrx(1:nsamp*5e3),nsamp,0,'g. ');
    hold on;
    scatterplot(ytx(1:5e3),1,0,'k*',h);
    title('Señal Recibida AWGN BPSK');
    legend('Señal Recibida AWGN','Constelación de la Señal');
    axis([-2 2 -2 2]); % Rangos de los ejes.
    hold off;
    % Demodula usando PSK.
    zsym = pskdemod(yrx,M);
    %% Symbol-to-Bit Mapping
    z = de2bi(zsym,'left-msb'); % Convierte enteros a bits.
    % Convierte z de una matriz a vector.
    z = reshape(z.',prod(size(z)),1);
    %% Cálculo de la BER
    % Compara x y z para obtener el número de errores y la tasa de error de
    % bits.
    M = M + 2^1;
    [numero_de_erroresBPSK,tasa_de_error_de_bitsBPSK] = biterr(x,z)
end

```

```

if M == 4
    k = log2(M); % Número de bits por símbolo
    % Convierte los bits de x en k-bit símbolos.
    xsym = bi2de(reshape(x,k,length(x)/k).','left-msb');
    figure; % Create una nueva figure en una ventana.
    % Dibuja los primeros 10 símbolos en un stem plot.
    stem(xsym(1:10));
    title('Símbolos Aleatorios');
    xlabel('Símbolos Iniciales'); ylabel('Valores Enteros');
    % Modula usando QPSK.
    y = pskmod(xsym,M);
    %% Señal Transmitida
    ytx = y;
    % Envío de la señal a través de un canal AWGN.
    snr = EbNo + 10*log10(k) - 10*log10(nsamp);
    ynoisy = awgn(ytx,snr,'measured');
    %% Señal Recibida
    yrx = ynoisy;
    % Crea un scatter plot de la Señal ruidosa y la Señal transmitida sobre los
    % mismos ejes.
    h = scatterplot(yrx(1:nsamp*5e3),nsamp,0,'g. ');
    hold on;
    scatterplot(ytx(1:5e3),1,0,'k*',h);
    title('Señal Recibida AWGN QPSK');
    legend('Señal Recibida AWGN','Constelación de la Señal');
    axis([-2 2 -2 2]); % Rangos de los ejes.
    hold off;
    % Demodula usando PSK.
    zsym = pskdemod(yrx,M);
    %% Symbol-to-Bit Mapping
    z = de2bi(zsym,'left-msb'); % Convierte enteros a bits.
    % Convierte z de una matriz a vector.
    z = reshape(z.',prod(size(z)),1);
    %% Calculo de la BER
    % Compara x y z para obtener el número de errores y la tasa de error de
    % bits.
    M = M + 2^2;
    [numero_de_erroresQPSK,tasa_de_error_de_bitsQPSK] = biterr(x,z)
end
if M == 8
    k = log2(M); % Número de bits por símbolo
    % Convierte los bits de x en k-bit símbolos.
    xsym = bi2de(reshape(x,k,length(x)/k).','left-msb');
    figure; % Create una nueva figure en una ventana.
    % Dibuja los primeros 10 símbolos en un stem plot.

```



```

stem(xsym(1:10));
title('Simbolos Aleatorios');
xlabel('Simbolos Iniciales'); ylabel('Valores Enteros');
% Modula usando 8-PSK.
y = pskmod(xsym,M);
%% Señal Transmitida
ytx = y;
% Envío de la señal a través de un canal AWGN.
snr = EbNo + 10*log10(k) - 10*log10(nsamp);
ynoisys = awgn(ytx,snr,'measured');
%% Señal Recibida
yrx = ynoisys;
% Crea un scatter plot de la Señal ruidosa y la Señal transmitida sobre los
% mismos ejes.
h = scatterplot(yrx(1:nsamp*5e3),nsamp,0,'g. ');
hold on;
scatterplot(ytx(1:5e3),1,0,'k*',h);
title('Señal Recibida AWGN 8-PSK');
legend('Señal Recibida AWGN','Constelación de la Señal');
axis([-2 2 -2 2]); % Rangos de los ejes.
hold off;
% Demodula usando 8-PSK.
zsym = pskdemod(yrx,M);
%% Symbol-to-Bit Mapping
z = de2bi(zsym,'left-msb'); % Convierte enteros a bits.
% Convierte z de una matriz a vector.
z = reshape(z.',prod(size(z)),1);
%% Calculo de la BER
% Compara x y z para obtener el número de errores y la tasa de error de
% bits.
M = M + 2^3;
[numero_de_errores8PSK,tasa_de_error_de_bits8PSK] = biterr(x,z)
end
if M == 16
    k = log2(M); % Número de bits por símbolo
    % Convierte los bits de x en k-bit símbolos.
    xsym = bi2de(reshape(x,k,length(x)/k).','left-msb');
    figure; % Create una nueva figure en una ventana.
    % Dibuja los primeros 10 simbolos en un stem plot.
    stem(xsym(1:10));
    title('Simbolos Aleatorios');
    xlabel('Simbolos Iniciales'); ylabel('Valores Enteros');
    % Modula usando 16-PSK.
    y = pskmod(xsym,M);
    %% Señal Transmitida

```

```

ytx = y;
% Envío de la señal a través de un canal AWGN.
snr = EbNo + 10*log10(k) - 10*log10(nsamp);
ynoisyy = awgn(ytx,snr,'measured');
%% Señal Recibida
yrx = ynoisy;
% Crea un scatter plot de la Señal ruidosa y la Señal transmitida sobre los
% mismos ejes.
h = scatterplot(yrx(1:nsamp*5e3),nsamp,0,'g. ');
hold on;
scatterplot(ytx(1:5e3),1,0,'k*',h);
title('Señal Recibida AWGN 16-PSK');
legend('Señal Recibida AWGN','Constelación de la Señal');
axis([-2 2 -2 2]); % Rangos de los ejes.
hold off;
% Demodula usando 16-PSK.
zsym = pskdemod(yrx,M);
%% Symbol-to-Bit Mapping
z = de2bi(zsym,'left-msb'); % Convierte enteros a bits.
% Convierte z de una matriz a vector.
z = reshape(z.',prod(size(z)),1);
%% Calculo de la BER
% Compara x y z para obtener el número de errores y la tasa de error de
% bits.
[numero_de_errores16PSK,tasa_de_error_de_bits16PSK] = biterr(x,z)
end

```

3.1.5. Modulación de una señal aleatoria y diagramas de constelación M-QAM

El código fuente es el mismo que en el caso 3.1.4., difiere en que el nivel del esquema de modulación inicia en 4 y las funciones que se tienen para realizar la modulación y desmodulación.

```

% Modula usando QAM.
y = qammod(xsym,M);

% Demodula usando QAM.
zsym = qamdemod(yrx,M);

```

3.2. BER ante la presencia de canales con desvanecimiento Rayleigh para sistemas M-DPSK y M-PSK

3.2.1. DPSK a través de canales Rayleigh

%%código fuente de la comparación de la BER Teórico y Empírico ante la presencia de ruido blanco gaussiano
 %% auditivo y canales con desvanecimiento Rayleigh para sistemas M-DPSK

% Crea un Canal Rayleigh fading con frecuencia-plana "Camino único".
 chan = rayleighchan(1/10000,100);

M = 2; % Nivel inicial
 tx = randint(50000,1,M); % Cadena de Datos aleatoria

% Calculo teorico de la BER.

if M == 2

dpskSig = dpskmod(tx,M); % señal DPSK
 fadedSig = filter(chan,dpskSig); % Efecto del canal
 % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.
 SNR = 0:2:20; % Range of valores de SNR, en dB.
 for n = 1:length(SNR)
 rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.
 rx = dpskdemod(rxSig,M); % Demodulación.
 % Calculo de la tasa de error.
 % Se ignoran las primeras muestras porque el DPSK requiere condiciones

iniciales.

[nErrors, BER(n)] = biterr(tx(2:end),rx(2:end));

end

BERtheory = berfading(SNR,'dpsk',M,1);

semilogy(SNR,BERtheory,'b-',SNR,BER,'y*');

hold on;

M = M + 2^1;

end

if M == 4

dpskSig = dpskmod(tx,M); % señal DPSK
 fadedSig = filter(chan,dpskSig); % Efecto del canal
 % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.

SNR = 0:2:20; % Range of valores de SNR, en dB.

for n = 1:length(SNR)

rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.

rx = dpskdemod(rxSig,M); % Demodulación.

% Calculo de la tasa de error.

% Se ignoran las primeras muestras porque el DPSK requiere condiciones

iniciales.

[nErrors, BER(n)] = biterr(tx(2:end),rx(2:end));

end

BERtheory = berfading(SNR,'dpsk',M,1);

semilogy(SNR,BERtheory,'g-',SNR,BER,'g*');

```

        hold on;
        M = M + 2^2;
    end
    if M == 8
        dpskSig = dpskmod(tx,M); % señal DPSK
        fadedSig = filter(chan,dpskSig); % Efecto del canal
        % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.
        SNR = 0:2:20; % Range of valores de SNR, en dB.
        for n = 1:length(SNR)
            rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.
            rx = dpskdemod(rxSig,M); % Demodulación.
            % Calculo de la tasa de error.
            % Se ignoran las primeras muestras porque el DPSK requiere condiciones
iniciales.
            [nErrors, BER(n)] = biterr(tx(2:end),rx(2:end));
        end
        BERtheory = berfading(SNR,'dpsk',M,1);
        semilogy(SNR,BERtheory,'m-',SNR,BER,'m*');
        hold on;
        M = M + 2^3;
    end
    if M == 16
        dpskSig = dpskmod(tx,M); % señal DPSK
        fadedSig = filter(chan,dpskSig); % Efecto del canal
        % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.
        SNR = 0:2:20; % Range of valores de SNR, en dB.
        for n = 1:length(SNR)
            rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.
            rx = dpskdemod(rxSig,M); % Demodulación.
            % Calculo de la tasa de error.
            % Se ignoran las primeras muestras porque el DPSK requiere condiciones
iniciales.
            [nErrors, BER(n)] = biterr(tx(2:end),rx(2:end));
        end
        BERtheory = berfading(SNR,'dpsk',M,1);
        semilogy(SNR,BERtheory,'r-',SNR,BER,'r*');
        M = M + 2^4;
    end

    legend('BER Teórico DPSK',...
        'BER Empirico DPSK','BER Teórico 4-DPSK','BER Empirico 4-DPSK','BER Teórico
    8-DPSK','BER Empirico 8-DPSK',...
        'BER Teórico 16-DPSK','BER Empirico 16-DPSK','Location','SouthWest');
    grid on;drawnow;
    xlabel('SNR (dB)'); ylabel('BER');

```

```
title('DPSK a través de un canal con Desvanecimiento Rayleigh');
```

3.2.2. PSK a través de canales Rayleigh

```
% Generación de datos y aplicacion del canal fading.
```

```
M = 2; % Orden del modulador BPSK
```

```
EbNo = [0:35]; % Rango de Eb/No
```

```
% Calculo teórico de la BER.
```

```
for i=1:5
```

```
    switch M
```

```
        case 2
```

```
            BERtheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);
```

```
            semilogy(EbNo,BERtheory,'b-','LineWidth',2);
```

```
            %semilogy(EbNo,BERtheory,'go');
```

```
            hold on;
```

```
            M = M + 2^1;
```

```
        case 4
```

```
            BERtheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);
```

```
            %semilogy(EbNo,BERtheory,'b-','LineWidth',2);
```

```
            semilogy(EbNo,BERtheory,'ro');
```

```
            hold on;
```

```
            M = M + 2^2;
```

```
        case 8
```

```
            BERtheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);
```

```
            semilogy(EbNo,BERtheory,'b-','LineWidth',2);
```

```
            hold on;
```

```
            M = M + 2^3;
```

```
        case 16
```

```
            BERtheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);
```

```
            semilogy(EbNo,BERtheory,'b-','LineWidth',2);
```

```
            hold on;
```

```
            M = M + 2^4;
```

```
        case 32
```

```
            BERtheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);
```

```
            semilogy(EbNo,BERtheory,'b-','LineWidth',2);
```

```
            hold on;
```

```
            M = M + 2^5;
```

```
    end
```

```
title('BER para Sistemas M-PSK a través de un canal con desvanecimiento Rayleigh');
```

```
xlabel('E_b/N_0 (dB)'); ylabel('Tasa de Error de Bit');
```

```
legend('BER TEORICO',...
```

```
    'BER TEORICO PARA 4-PSK','Location','SouthWest');
```

```
grid on; drawnow;
```

end

3.2.3. Comparación de la BER con Desvanecimiento Rayleigh y BER AWGN para esquemas M-PSK

% Generación de datos y aplicación del canal fading.

M = 4; % Orden del modulador BPSK

EbNo = [0:10]; % Rango de Eb/No

% Calculo teórico de la BER.

for i=1:5

switch M

case 4

bertheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'-b');

hold on;

M = M + 2^2;

case 8

bertheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'-b');

hold on;

M = M + 2^3;

case 16

bertheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'-b');

hold on;

M = M + 2^4;

case 32

BERtheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'go');

hold on;

M = M + 2^5;

end

title('Resultados BER Desvanecimiento Rayleigh y BER AWGN');

xlabel('E_b/N₀ (dB)'); ylabel('Tasa de Error de Bit');

legend('BER TEORICO AWGN 4,8,16 y 32-PSK',...

'BER TEORICO con Desvanecimiento Rayleigh 4,8 y 16-PSK','Location','SouthWest');

grid on; drawnow;

end

3.2.4. Comparación de la BER con Desvanecimiento Rayleigh y BER AWGN para esquemas M-PSK

% Generación de datos y aplicación del canal fading.

M = 4; % Orden del modulador BPSK

EbNo = [0:10]; % Rango de Eb/No

% Calculo teórico de la BER.

for i=1:5

switch M

case 4

bertheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'-b');

hold on;

M = M + 2^2;

case 8

bertheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'-b');

hold on;

M = M + 2^3;

case 16

bertheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'-b');

hold on;

M = M + 2^4;

case 32

BERtheory = berfading(EbNo,'psk',M,1);

bertheory1 = berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');

semilogy(EbNo,bertheory1,'r-',EbNo,bertheory,'go');

hold on;

M = M + 2^5;

end

title('Resultados BER Desvanecimiento Rayleigh y BER AWGN');

xlabel('E_b/N_0 (dB)'); ylabel('Tasa de Error de Bit');

legend('BER TEORICO AWGN 4,8,16 y 32-PSK',...

'BER TEORICO con Desvanecimiento Rayleigh 4,8 y 16-PSK','Location','SouthWest');

grid on; drawnow;

end

3.2.5. Llamado del Simulador de la BER a través de Canales Rayleigh

%%código fuente de la BER ante la presencia de canales con desvanecimiento Rayleigh para sistemas M-PSK

```

EbNo1 = [1:10]; % Rango de Eb/No
M=2;
Tsym = 0.2;
BERVec = [];
EbNoVec = [1:1:10];
TVec = [1000 1000 3500 3000 4000 3500 800 1300 1000 1500 2500]*Tsym;

```

% Calculo de la BER Simulado.

```

if M == 2
    bertheory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('fadingpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER;%Toma el valor Del Ber entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,bertheory,'b-',EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    hold on;
    %drawnow;
    M = M + 2^1;
end
if M == 4
    bertheory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('fadingpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER;%Toma el valor Del Ber entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,bertheory,'go',EbNoVec,BERVec(:,1),'-g');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-bo');
    %xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER');
    hold on;
    M = M + 2^2;
end
if M == 8
    bertheory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('fadingpsk');%Llama a simulink

```



```

        BERVec(n,:) = grayBER;%Toma el valor Del Ber entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,bertheory,'b-',EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-go');
    xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER');
    hold on;
    M = M + 2^3;
end
if M == 16
    bertheory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('fadingpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER;%Toma el valor Del Ber entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,bertheory,'b-',EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-yo');
    hold on;
    M = M + 2^4;
end
if M == 32
    bertheory = berawgn(EbNo1,'psk',M,'nondiff');
    for n = 1:length(EbNoVec);
        Tmax = TVec(n);
        EbNo = EbNoVec(n);
        sim('fadingpsk');%Llama a simulink
        BERVec(n,:) = grayBER;%Toma el valor Del Ber entregado por simulink
    end
    semilogy(EbNo1,bertheory,'b-',EbNoVec,BERVec(:,1),'-ro');
    %semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'-yo');
    hold on;
    M = M + 2^5;
end

xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER');
title('Tasa de Error de Bit para Sistemas M-PSK');
legend('BER TEORICO AWGN',...
    'BER SIMULADO RAYLEIGH','BER TEORICO PARA 4-PSK','BER SIMULADO
    RAYLEIGH PARA 4-PSK','Location','SouthWest');
grid on;drawnow;

```

Del código anterior se genera la siguiente figura:

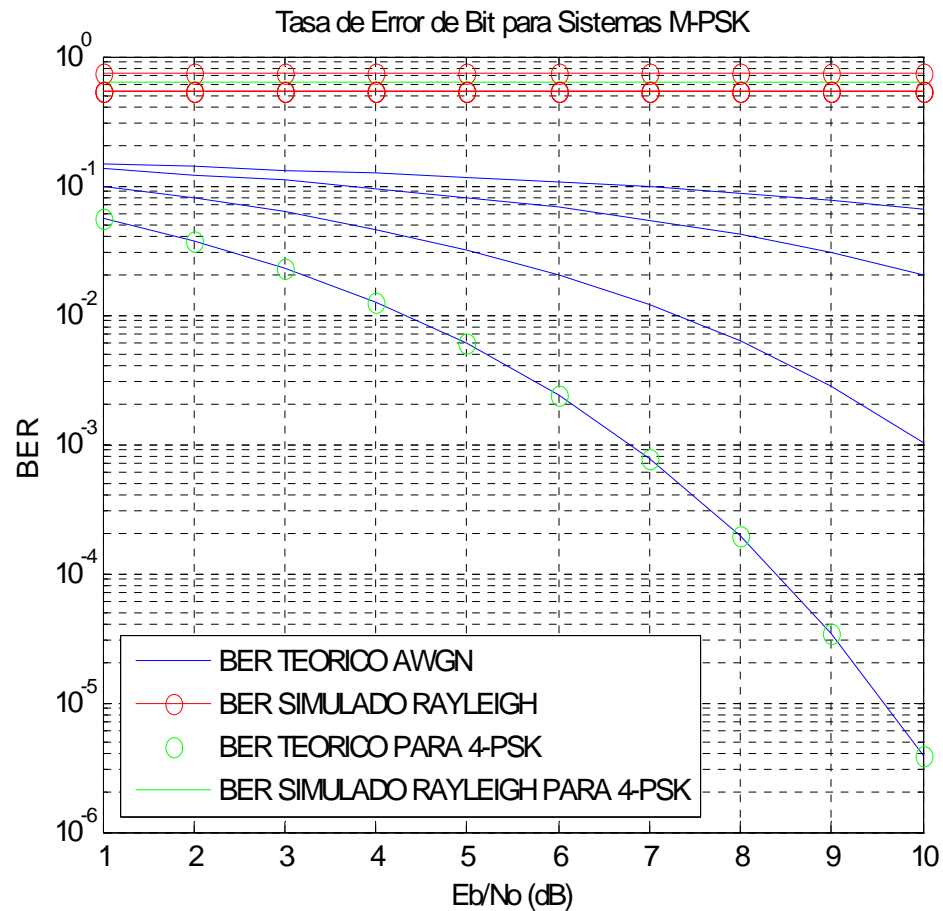


Figura 5. BER teórico AWGN y BER Simulado Rayleigh.

3.2.6. PSK a través de canales Ricean

%% código fuente de la BER Empírica ante la presencia de ruido blanco gaussiano
 %% auditivo y canales con desvanecimiento Ricean para sistemas M-PSK

% Crea un Canal Ricean con desvanecimiento selectivo en frecuencia "multipath".

```
ts = 1*10^-6;
fd = 40;
k = 1;
tau1 = 0;
pdb1 = 0;
tau = [0 2*10^-6];
pdb = [0 -3];
chan1 = ricianchan(ts,fd,k,tau1,pdb1);
chan = ricianchan(ts,fd,k,tau,pdb);
M = 2; % Nivel inicial
```

```
tx = randint(50000,1,M); % Cadena de Datos aleatoria
```

```
% Calculo empirico de la BER.
```

```
if M == 2
```

```
    pskSig = pskmod(tx,M); % señal PSK
```

```
    fadedSig1 = filter(chan1,pskSig); % Efecto del canal
```

```
    fadedSig = filter(chan,pskSig); % Efecto del canal
```

```
    % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.
```

```
    SNR = 0:2:30; % Range of valores de SNR, en dB.
```

```
    for n = 1:length(SNR)
```

```
        rxSig1 = awgn(fadedSig1,SNR(n));
```

```
        rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.
```

```
        rx1 = pskdemod(rxSig1,M);
```

```
        rx = pskdemod(rxSig,M); % Demodulación.
```

```
        % Calculo de la tasa de error.
```

```
        [nErrors1, BER1(n)] = biterr(tx(1:end),rx1(1:end));
```

```
        [nErrors, BER(n)] = biterr(tx(1:end),rx(1:end));
```

```
    end
```

```
    semilogy(SNR,BER1,'-ro',SNR,BER,'-bo');
```

```
    hold on;
```

```
    M = M + 2^1;
```

```
end
```

```
if M == 4
```

```
    pskSig = pskmod(tx,M); % señal PSK
```

```
    fadedSig = filter(chan,pskSig); % Efecto del canal
```

```
    % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.
```

```
    SNR = 0:2:30; % Range of valores de SNR, en dB.
```

```
    for n = 1:length(SNR)
```

```
        rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.
```

```
        rx = pskdemod(rxSig,M); % Demodulación.
```

```
        % Calculo de la tasa de error.
```

```
        [nErrors, BER(n)] = biterr(tx(1:end),rx(1:end));
```

```
    end
```

```
    semilogy(SNR,BER,'-yo');
```

```
    hold on;
```

```
    M = M + 2^2;
```

```
end
```

```
if M == 8
```

```
    pskSig = pskmod(tx,M); % señal PSK
```

```
    fadedSig = filter(chan,pskSig); % Efecto del canal
```

```
    % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.
```

```
    SNR = 0:2:30; % Range of valores de SNR, en dB.
```

```
    for n = 1:length(SNR)
```

```
        rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.
```

```
        rx = pskdemod(rxSig,M); % Demodulación.
```

```

        % Calculo de la tasa de error.
        [nErrors, BER(n)] = biterr(tx(1:end),rx(1:end));
    end
    semilogy(SNR,BER,'-mo');
    hold on;
    M = M + 2^3;
end
if M == 16
    pskSig = pskmod(tx,M); % señal PSK
    fadedSig = filter(chan,pskSig); % Efecto del canal
    % Calcula la tasa de error para diferentes valores de SNR.
    SNR = 0:2:30; % Range of valores de SNR, en dB.
    for n = 1:length(SNR)
        rxSig = awgn(fadedSig,SNR(n)); % Adiciona ruido Gaussiano.
        rx = pskdemod(rxSig,M); % Demodulación.
        % Calculo de la tasa de error.
        [nErrors, BER(n)] = biterr(tx(1:end),rx(1:end));
    end
    semilogy(SNR,BER,'-g*');
    hold on;
    M = M + 2^4;
end

```

```

legend('BER Empirico PSK Plano',...
    'BER Empirico PSK Selectivo','BER Empirico 4-PSK Selectivo',...
    'BER Empirico 8-PSK Selectivo','Location','SouthWest','BER Empirico 16-PSK
Selectivo');
grid on;drawnow;
xlabel('SNR (dB)'); ylabel('BER');
title('PSK a través de un canal Ricean con Desvanecimiento Plano y Selectivo Multipath');

```

ANEXO 4

4. ARTICULOS REALIZADOS

4.1. Bit Error Probability Applied in the Design of Digital Radiolinks

4.2. Calculations of Sensibility and Signal to Noise Ratio in Wireless Communications Systems

4.3. Propuesta Metodológica Para El Diseño De Radioenlaces Digitales Afectados Por Desvanecimiento Selectivo

Bit Error Probability Applied in the Design of Digital Radiolinks

Msc. Luis Fernando Díaz Cadavid, Msc. Hermán Antonio Fernández González, Carlos Arturo García Gómez.

GINTEL Telecommunications Research Group at Pedagogic and Technological University of Colombia, Sogamoso
Faculty, Electronic Engineering School, Sogamoso, Colombia.
National University of Colombia, Manizales Faculty, Colombia.
Telephone: (+57) 8-7705450 Ext. 214, Fax (+57) 8-7701693, gintel@sogamoso.uptc.edu.co

Abstract

The present article contains the analysis and simulation in Matlab of the bit error probability for digital modulation schemas, PSK (phase-shift keying) and QAM (modulation of amplitude in quadrature). Its application is also presented in the radiolinks design in function of characteristic such as: S/N (signal- to- noise ratio), BER (bit error rate), E_b/N_o (the ratio of Energy per Bit to the Spectral Noise Density), bandwidth to intermediate frequency and transmission speed.

Key Words: BER, E_b/N_o , S/N, AWGN, PSK, QAM, Sensibility.

1. Introduction

The techniques of digital modulation play a very important role in the systems of communications, particularly, in the design of microwave systems. A To analysis of all the parameters that intervene is necessary. So the obtained results are the nearest to the real performance of the system, and according to this, acquire the equipments with the characteristics desired in the design.

In this article, P_e (probability of error), one of the most important parameters, is analyzed. Its application will be illustrated in the design of digital radiolinks. Additionally some simulations of the digital modulation techniques are developed in Matlab with the purpose of evaluating the performance of the error probability of the system.

2. Probability of Error

A fundamental goal in the systems of transmission of band pass data corresponds to the optimal design of the receiver, so that the probability average of the symbol error is minimized before the presence of AWGN (additive white Gaussian noise) [1].

The $w(t)$ (noise of the channel) is a sampling function of a process of zero-mean white Gaussian noise. The reason of this supposition is because it allows the relative calculations to the receiver and it constitutes a reasonable description of the type of noise present in many practical communication systems. A channel of this type, is a

channel of additive white Gaussian noise, in consequence, it is possible to express the received signal as:

$$X(t) = S(t) + w(t), \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ i = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (1)$$

And, in this way to model the channel as it is illustrated in Figure 1. The receiver has the task of observing the $X(t)$ (received signal) for a duration of T seconds and to make a better estimate of the $S(t)$ (transmitted signal). However, due to the presence of the channel noise, this process of decisions is of statistical nature, resulting that the receiver will make occasional errors [1].

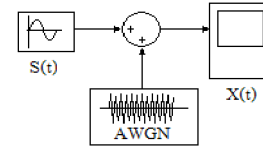


Figure 1. Additive white Gaussian noise model (AWGN) of a channel.

Thus, the receiver should be designed in such a way that minimizes the probability average of symbol errors, which is defined as:

$$P_e = \sum_{i=1}^M P_i P(\hat{m} \neq m_i | m_i) \quad (2)$$

Where m_i is the transmitted symbol, \hat{m} is the estimation produced by the receiver and $P(\hat{m} \neq m_i | m_i)$ is the probability of the conditional error since the i -ésimo symbol was sent. It is affirmed that the receiver that is produced will be optimum in the sense of the minimum probability of error [1].

3. Comparison of the Digital Modulation Techniques

In Table 1 the expressions for the rate of bits error for binary PSK, QPSK, M-PSK, QAM, operated by an AWGN channel are summarized.

Table 1. Summary of formulas for the bit error rate for different digital modulation techniques.

Techniques of transmission of signals	Bit error rate
Binary PSK	$\frac{1}{2} \text{ferc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right)$
QPSK	$\frac{1}{2} \text{ferc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right)$
M-PSK	$\frac{1}{\log_2 M} \text{ferc}(Z)$
QAM	$\frac{1}{\log_2 L} \left(\frac{L-1}{L}\right) \text{ferc}(Z^*)$

Where: ferc = Function of complementary error

$$Z = \text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right) \sqrt{\log_2 M} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right)$$

$$Z^* = \frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right)$$

$$L = \sqrt{M}$$

and L, M are the levels of the modulation technique M-PSK and respective M-QAM.

In Figures 2 and 3 the obtained results from the bit error rate are shown for modulation techniques of M-PSK and M-QAM respectively. These graphs were obtained by simulating the expressions given in Table 1 with the Matlab software, for each one of the techniques and modulation levels.

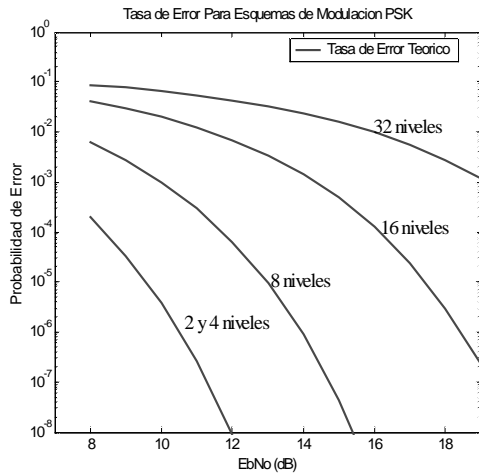


Figure 2. Bit error rates for PSK modulation techniques

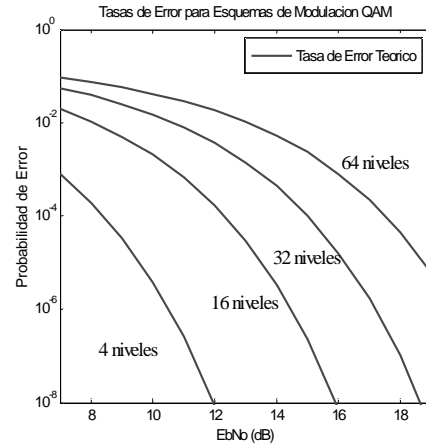
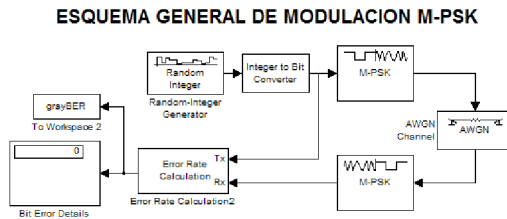


Figure 3 Bit error rates for QAM modulation techniques.

The theoretical P_e data were also validated for M-PSK systems through Simulink. In Figure 4 a general technique of M-PSK modulation is observed. An AWGN channel was added for its transmission and its respective analysis. In the simulation shown in Figure 5, the similarity of the error probability performance in function of the values of theoretical and simulated E_b/N_o .



General M-PSK modulation technique .

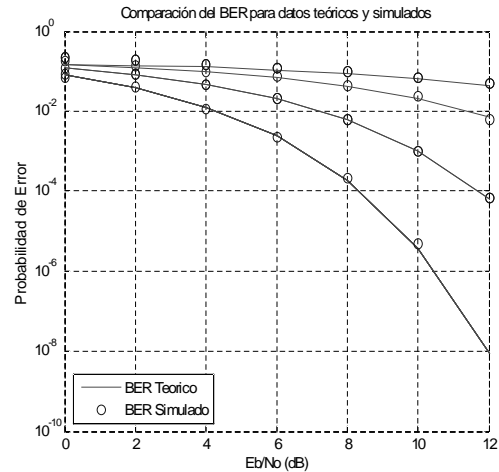


Figure 4 Comparison of theoretical and simulated bit error rate in M-PSK modulation technique.

Figure 6 shows the general results of the simulation for the 8-PSK system implemented in Simulink, which includes the performance of the modulated signal before and after going by a noisy channel, as well as its

respective original and recovered signal.

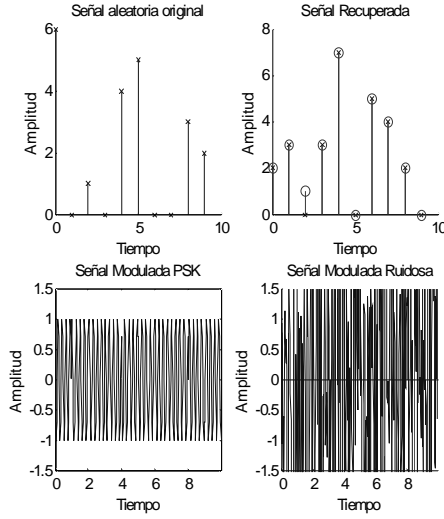


Figure 5. General results for 8-PSK the system.

The generated distortion by the AWGN channel in the signal transmitted through the constellation diagrams can be shown. The constellation diagrams for a 8-PSK system are observed in Figure 7, before and after being transmitted by an AWGN channel.

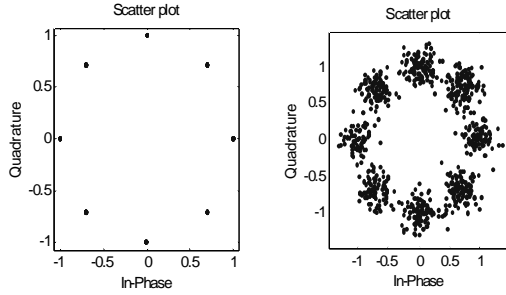


Figure 6. Constellation diagrams for transmission for a channel AWGN in the system 8-PSK.

4. Application in the Design of Digital Radiolinks

To show the application of BER and E_b/N_0 in the design of digital radiolinks, Friis model is going to take into account to calculate the power received in the receiver. On the other hand, the S/N , E_b/N_0 , BER and B_{if}/f_b values are related as follows:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \frac{B_{IF}}{F_b} \quad (3)$$

This with the purpose of calculating the power that the receiver should receive to maintain the existent ratio between the transmission speed and the bandwidth according to the level of the used modulation technique. So, the level of S power calculated in (3), should be bigger or equal to the one calculated by the propagation model used in the design, for example:

According to Figure 2, for a BER 10^{-6} with a 8-PSK modulation technique, an E_b/N_0 of 14 dB is obtained. What implies that 116.8197 dBw is level of S power necessary to complete the ratio among transmission speed, level of the modulation technique and bandwidth (for 8-PSK, the bandwidth should be the third part of the transmission speed) in case a transmission to a rate of 20 Mbps be desired. Similarly, to design a digital radiolink that allows to transmit to a frequency of 4 GHz carrier, with transmission antenna gains 10 dB and reception of 1 dB, transmission power of 10 Watt, applying the Friis model [2], and achieving the S power level previously calculated, a maximum separation for the link of 46.4 Kmts. is obtained.

5. Results

Base on the curves shown in Figures 2 and 3, the formulas summary is given in Table 1. The definition equations corresponding to the modulation formats, the following statements can be state:

1. The bit error rates for all the systems diminish with the increasing values of E_b/N_0 . The definition curves have a shape similar to a cascade.
2. For any value of E_b/N_0 , the binary PSK and the QPSK produce the same bits error rate.
3. The comparison among the bit error rates obtained in Figures 2 and 3, show a better error for QAM systems.
4. To high values of E_b/N_0 , the same performance is obtained for the QAM systems.

In Table 2, the values of S/N and E_b/N_0 are compiled for a BER of 10^{-6} achieving the design specifications concerning to the techniques of digital modulation.

Table 2. formulas summary for bit error rates for different digital modulation techniques [3].

Modulation Technique	C/N (dB) Ratio	E_b/N_0 (dB) Ratio
BPSK	10.6	10.6
QPSK	13.6	10.6
8-PSK	18.5	14
16-PSK	24.3	18.3
QAM	13.6	10.6
8-QAM	17.6	10.6
16-QAM	20.5	14.5
32-QAM	24.4	17.4

6. Conclusions

The ratio among S/N , E_b/N_0 , BER, B_{if}/f_b and the level of the modulation technique allows to calculate the required power in the receiver, so when using a propagation model this power remain and the ratio achievement among the modulation technique, transmission speed and bandwidth continues.

For the digital radiolinks calculus, the bit error probability allows to define the values of the variables that are immersed in each one of the propagation models to be used.

The values of S/N and E_b/N_o for each modulation technique shown in Table 2, allow determining a correspondence between the required bandwidth in the whole transmission system and the level of the modulation technique to be used, guaranteeing, in this way, the levels of power calculated for the receiver.

Acknowledgments

We recognize the spaces and opportunities offered by GINTEL (Telecommunications Research Group) from

the electronics engineering school at Pedagogic and Technological University of Colombia. Sogamoso Faculty.

References

Books

- [1] Haykin, S. *Communication Systems*. 3rd ed. New York: John Wiley, 1994. ISBN: 0-471-57178-8.
- [2] Rappaport, T. *Wireless Communications Principles and Practice*. 1st ed. New Jersey: Prentice Hall, 1996. ISBN: 0-13-375536-3.
- [3] Tomasi, W. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. 4^{ta} ed. México: Pearson Educación, 2003. ISBN: 970-26-0316-1.

Calculations of Sensibility and Signal to Noise Ratio in Wireless Communications Systems

Msc. Luis Fernando Díaz Cadavid, Msc. Hermán Antonio Fernández González, Carlos Arturo García Gómez.

GINTEL Telecommunications Research Group, Pedagogic and Technological University of Colombia, Sogamoso
Faculty. Electronics Engineering School, Sogamoso, Colombia.

National University of Colombia, Manizales Faculty, Colombia.

Telephone: (+57) 8-7705450 Ext. 214, Fax (+57) 8-7701693, gintel@sogamoso.uptc.edu.co

Abstract

This article presents the continuation of the design of a software in Matlab [1], for the analysis and simulation of propagation models applied to connections of microwaves and cellular mobile telephony systems to calculate the levels of sensibility and S/N (sign to noise relation) in the receiver, according to the parameters of T_o (room temperature), T_e (equivalent noise temperature), F (noise figure), L_{tx} (attenuation of the transmission line), B_{IF} (bandwidth to intermediate frequencies) and noise power.

Key words: S/N, Noise power, F , B_{IF} , T_o , T_e , L_{tx} , Sensibility.

1. Introduction

For the design of wireless communications systems, it is necessary to have tools that allow to predict the levels of sensibility that can be in the receiver in an area of given coverage. Therefore, the inclusion of new models description and the analysis of noise power to the software developed in Matlab are carried out in this document. This software was presented as a report in the III international congress of Telematics in the Havana Cuba. The purpose of the present article is to analyze microwave systems and cellular mobile telephony systems, taking into account the propagation models used for the calculation of the received power, such as: Friis, the two paths model, knife edge Okumura model, Hata and extension of the Hata model.

Once the value of received power is found, the level of sensibility and the sign to noise ratio of the receiver are calculated.

2. Models of Propagation Added to the Software

2.1. Two Paths Model

The analysis of this model describes the power received in the receiver and the losses of propagation due to the reflection of the signals, in function of the P_{tx} (transmission power), G_{tx} (gain of the transmitter antenna), G_{rx} (gain of the receiver antenna), h_{tx} (height of the transmitter antenna), h_{rx} (height of the receiver antenna) and d (separation distance between the

transmitter and the receiver), just as it is shown in the equations 1 and 2 [2], respectively.

$$P_{rx} = P_{tx} G_{tx} G_{rx} \frac{h_{tx}^2 h_{rx}^2}{d^4} \quad (1)$$

$$PL(dB) = 40 \log d - (10 \log G_{tx} + 10 \log G_{rx} + 20 \log h_{tx} + 20 \log h_{rx}) \quad (2)$$

As can it can be observed in the equation 1, for big distances $d \gg (h_{tx} h_{rx})^{1/2}$ the received power diminishes with the fourth power of the distance, and not with the square as it happens in the free space [2].

In figure 1 a GUI (graphical user interface) of initial presentation of the software is shown, for the analysis of the propagation models, sensibility and S/N.

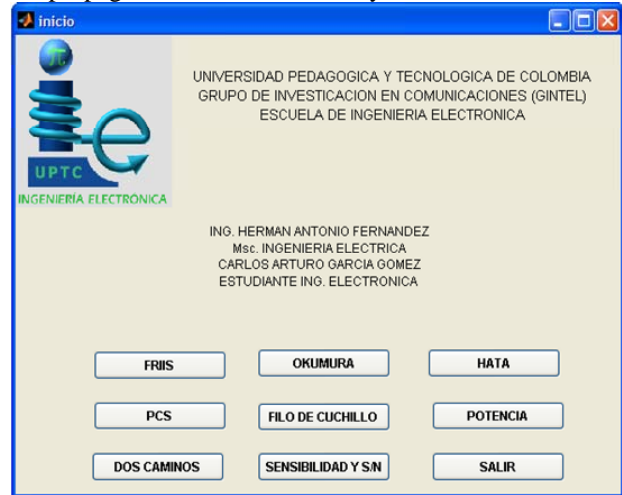


Figure1. GUI of propagation Models, sensibility and S/N.

2.2. Knife - Edge Model

For this model, the G_d (losses caused by the diffraction) is calculated according to the value of v (diffraction coefficient), with the following expressions [2]:

$$G_d(dB) = 0 \quad v \leq -1 \quad (3)$$

$$G_d(dB) = 20 \log(0.5 - 0.62v) \quad -1 \leq v \leq 0 \quad (4)$$

$$G_d(dB) = 20 \log(0.5 \exp(-0.95v)) \quad 0 \leq v \leq 1 \quad (5)$$

$$G_d(dB) = 20 \log \left(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2} \right) \quad 1 \leq v \leq 2.4 \quad (6)$$

$$G_d(dB) = 20 \log \left(\frac{0.255}{v} \right) \quad v > 2.4 \quad (7)$$

The calculus of the diffraction coefficient is given by [2]:

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \quad (8)$$

where the value of d_1 is the separation distance from the transmitter to the obstacle, d_2 is the separation distance from the obstacle to the receiver, h is the obstruction height that the obstacle presents between the transmitter and the receiver and α is the angle formed between the transmitter and the receiver projections with the obstacle. This angle α is related with h by the following equation [2]:

$$\alpha \approx h \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad (9)$$

Figure 2 shows the simulation developed in Matlab for the diffraction model (knife edge) and it visualizes the generated results for the received power and the losses due to the model.

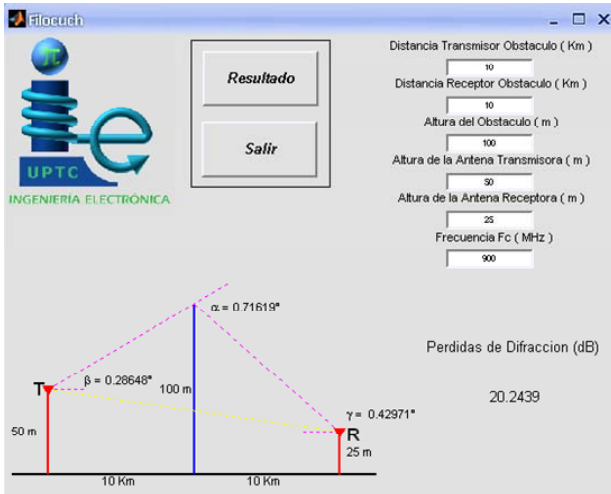


Figure 2. Model GUI of Diffraction for Knife Edge.

3. Calculations of Sensibility and Signal to Noise Ratio.

Once calculated the P_{rx} (power received in the receiver) by any of the analyzed and implemented propagation models in the design of the software in Matlab, the levels of sensibility and signal to noise ratio for the receiver are calculated.

To calculate the value of the P_{NT} (power of total noise in the receiver), the P_{NA} (power of noise in the antenna), the P_{NLTX} (power of noise in the transmission line) and the P_{NCRx} (power of noise of the receiving circuit) should be taken into account. The P_{NCRx} is dependent of the elements that are considered in the receiver, it can be an

amplifier for which a P_{NAM} (power noise of the amplifier) would be had. In the same way, it is very frequent that for satellite connections a LNA (low noise amplifier) is added. The P_{NLNA} (power of noise generated by this LNA) should be also taken into account.

Figure 3 shows a schema of the elements that should be taken into account in the reception process.

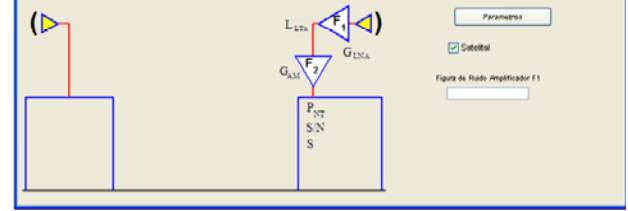


Figure 3. Schema of the elements that constitute the receiver.

According to the figure 3 the general equation to calculate the power of total noise in the receiver is given by:

$$P_{NT} = \frac{P_{NA} G_{LNA} G_{AM}}{L_{LTX}} + P_{NLTX} G_{AM} + \frac{P_{NLNA} G_{LNA} G_{AM}}{L_{LTX}} + P_{NAM} G_{AM} \quad (10)$$

Where L_{LTX} is the value of the transmission line attenuation, G_{LNA} is the gain value of the LNA and G_{AM} it is the gain value of the amplifier. If really in the connection, a LNA is not given, the P_{NT} is given by:

$$P_{NT} = \frac{P_{NA} G_{AM}}{L_{LTX}} + P_{NLTX} G_{AM} + P_{NAM} G_{AM} \quad (11)$$

It is necessary to know the elements that constitute the receiver, with the purpose of defining which from these elements intervene in the calculations of sensibility. According to figure 3 the level of sensibility can be expressed by the following equation:

$$S = P_{rx} - L_{LTX} + G_{LNA} + G_{AM} \quad (12)$$

The signal to noise ratio, taking $N = P_{NT}$, is given by:

$$\frac{S}{P_{NT}}(dB) = S(dB) - P_{NT}(dB) \quad (13)$$

4. Results

To validate the software designed in Matlab, with the purpose that the values of sensibility and the signal to noise ratio to be generated, the following data should be defined:

L_{LTX} in the transmitter, L_{LTX} in the receiver, F of the amplifier, F of the LNA, P_{rx} according to the implemented model, T_o , T_e of antenna receiver, B_{IF} , G_{LNA} and G_{AM} .

Figure 4 shows the obtained results by the designed software in Matlab for the calculus of sensibility and signal to noise ratio using the friis model. The data used for the simulation are also presented [3].

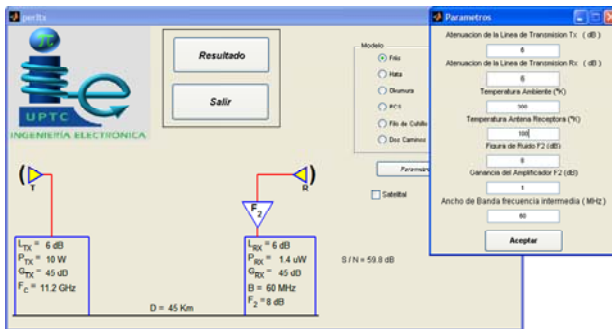


Figure 4. Calculations of sensibility and S/N.

5. Conclusions

The P_{NT} can be consider in the receiver as function of the T_e total of the receiver as long as the total F of the reception system can be calculated.

If the T_o diminishes in the transmission line, a positive effect of the transmission line can be obtained. Because we can obtain a decrease of the total power of noise of the receiver, what would imply an increase in the S/N.

The design of this software is a tool that allows predicting the performance of the physical and energetic variables of the wireless communications systems.

Acknowledgments

We recognize the spaces and opportunities offered by GINTEL (Telecommunications Research Group) of the Electronics engineering school at the Pedagogic and Technological University of Colombia.

References

Articles published in academic-scientific events

- [1] Fernández, H. "Software Para El Calculo De Radioenlaces Utilizando Modelos De Propagación Para Sistemas De Comunicaciones Móviles". III Congreso Internacional De Telemática CITEL 2004, 2004, vol. 1, issue 36, p. 1-5. ISBN: 959-261-169-6.

Books

- [2] Rappaport, T. *Wireless Communications Principles and Practice*. 1^{ra} ed. New Jersey: Prentice Hall, 1996. ISBN: 0-13-375536-3.
- [3] Aznar, C.; Roca, L.; Casals, J.; Robert J.; Boris, S. *Antenas*. 1^{ra} ed. México: Alfaomega, 2000. ISBN: 970-15-0454-2.

Propuesta metodológica para el diseño de radioenlaces digitales afectados por desvanecimiento selectivo

L. F. Díaz, *Msc. Ingeniería Telecomunicaciones, Docente Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales* y
H. A. Fernández, *Msc. Ingeniería Eléctrica, Docente Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia*

Resumen—El presente artículo propone una nueva metodología para el cálculo de un radioenlace de microondas digital (link budget), teniendo en cuenta el desvanecimiento selectivo en frecuencia por multitrayectoria.

Aplicación—Radioenlaces de estaciones terrenas fijas y wireless extendida.

Keywords— Digital radio, Error analysis, Fading channels, Microwave radio propagation, Multipath channels, Probability, Radio communications, Rayleigh distributions.

I. INTRODUCCIÓN

Desde hace algún tiempo, los grupos de investigación GC&PDS-LTT (Grupo de Control & Procesamiento Digital de Señales – Línea Telemática y Telecomunicaciones) de la Universidad Nacional de Colombia – Sede Manizales y GINTEL (Grupo de Investigación en Telecomunicaciones) de la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia – Sede Sogamoso, vienen trabajando conjuntamente en el análisis de los modelos de radiopropagación, en su simulación y aplicación al diseño práctico de radioenlaces digitales.

Como fruto de estos trabajos, surge la propuesta de una nueva metodología para el cálculo de las ecuaciones de balance (presupuesto de trayectoria) de un radioenlace digital, teniendo en cuenta la posibilidad de un desvanecimiento selectivo en frecuencia dadas condiciones de propagación multitrayecto.

II. BALANCE DEL RADIOENLACE DIGITAL

La ecuación general del balance de un radioenlace está dada por:

$$P_{RX} = P_{TX} - A + G_A \quad (1)$$

Donde:

P_{RX} = Potencia nominal en recepción

P_{TX} = Potencia nominal de transmisión

(viene dada como especificación del equipo)

A = Sumatoria de pérdidas (atenuaciones) del trayecto

G_A = Suma de las ganancias ofrecidas por las antenas de Tx y Rx.

Siendo;

$$A = A_0 + L_{TX} + L_{RX} + A_A \quad (2)$$

Donde;

A_0 = Pérdida de Tx en el espacio libre

(se calcula con Friis)

$L_{TX,RX}$ = Pérdidas de líneas de transmisión lado Tx y Rx.

A_A = Atenuaciones adicionales (por factor K, lluvia,

obstáculos, etc). Se calculan de acuerdo con el modelo de propagación utilizado en el diseño (Filo de cuchilla, Okumura-Hata, Durkin, PCS), algunos modelos tienen en cuenta las pérdidas de propagación en el espacio libre en el valor de A_A .

Las pérdidas/ganancias están dadas en dB y las potencias en unidades asociadas como dBw o dBm.

Ahora bien, el primer objetivo en el diseño de un radioenlace consiste en el cálculo de la P_{RX} , entendiéndose esta como la energía de la señal entregada por la antena en el borne de antena adaptada del equipo receptor, para lo cual deben tenerse en cuenta los datos reales suministrados por el fabricante del equipo (la NF, la sensibilidad, etc.).

Finalmente, quedan por calcular las ganancias necesarias en las antenas de Tx y Rx, que permitan garantizar la disponibilidad del enlace según los objetivos de calidad determinados. De ahí, que la ecuación final para despeje, debe mantener la relación:

$$G_A \geq P_{RX} + A - P_{TX} \quad (3)$$

Si relacionamos P_{RX} con C/N, podemos decir que $P_{RX} = C$, considerando que C corresponde a la señal portadora (Carrier IF) de la entrada del receptor y P_{RX} está referida a la señal de entrada al amplificador RF del mismo. Siendo así, tenemos que:

$$C \text{ (dBm)} = U \text{ (dBm)} + M \text{ (dB)} \quad (4)$$

Donde:

U = Umbral de recepción

M = Margen bruto de desvanecimiento.

Para enlaces digitales tenemos que:

$$U \text{ (dBm)} = (E_b/N_0) + NF + 10\log V_{TX} - 174 \quad (5)$$

Donde:

V_{TX} = Velocidad de Tx en bps

El Umbral U (dBm) se define como la Sensibilidad del receptor S (dBm) = U (dBm) y corresponde a la potencia mínima de señal que debe recibirse para mantener una Tasa de errores BER determinada (10^{-3} y 10^{-6} de acuerdo con las recomendaciones de la ITU-R).

Por otro lado, el Margen de Desvanecimiento es el factor de acolchonamiento que permitirá garantizar la disponibilidad del enlace dados unos objetivos de calidad determinados.

III. DESVANECIMIENTOS

La mayoría del tiempo un canal de radio de microondas con línea de vista es un medio de transmisión no dispersivo, muy fiable y capaz de transmitir digitalmente a gran velocidad. Sin embargo por ser un medio natural, existen condiciones de propagación anómalas para algunas fracciones de tiempo, y esto puede causar una degradación muy severa en el rendimiento de los sistemas de radio [1]. Estas condiciones se manifiestan a través de lo que es referido como desvanecimiento multitrayectoria [2].

A. Desvanecimiento Multitrayectoria

Se debe a la existencia de dos o mas trayectos de propagación, además puede ser producido por reflexiones en el suelo o en capas de la atmósfera, suele ser profundo y selectivo en frecuencia, el modelo estadístico del campo resultante para este desvanecimiento es Rayleigh si se tienen componentes con amplitudes similares (no hay línea de vista directa) o Ricean si existe una componente dominante (hay línea de vista directa). De igual forma el desvanecimiento multitrayectoria es típico de desvanecimientos profundos y rápidos [3].

B. Desvanecimientos Profundos

Sea r la tensión de la envolvente de la señal recibida, si normalizamos r haciendo 1 la tensión nominal se tiene el valor mediano en condiciones de recepción normal, sin desvanecimiento profundo, luego la profundidad del desvanecimiento F_I en dB correspondiente a una tensión recibida normalizada igual a r_I es.

$$F_I = -20 \log_{10} r_I \Rightarrow r_I^2 = 10^{-F_I/10} \quad (6)$$

Introduciendo el valor de r_I^2 a la función de distribución en el modelo de desvanecimiento Rayleigh, la cual esta dada por:

$$P(r_o) = \text{prob}(r \leq r_o) = 1 - \exp\left(-\frac{r_o^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (7)$$

Simplificando tenemos:

$$P_R(F > F_I / R) = P(r < r_I) = 1 - \exp\left(-\frac{10^{-F_I/10}}{\sigma_r^2}\right) \cong \frac{1}{\sigma_r^2} 10^{-F_I/10} \quad (8)$$

Se observa que cuando F_I varia en 10 dB, la probabilidad lo hace en una década [7]. La probabilidad absoluta de que el desvanecimiento sea superior a F_I en dB, incluye la probabilidad de que se de este tipo de desvanecimiento $P(R) = \eta$.

$$P(F > F_I) = \eta P_R(F > F_I / R) + (1 - \eta) P_G(F) \quad (9)$$

Donde η es el factor de actividad multitrayecto, el cual depende del periodo de observación y de las condiciones metereológicas, $1 - \eta$ es la propagación en condiciones normales y $P_G(F)$ es la probabilidad de superar F , para el caso de desvanecimiento profundo $F > 15$ dB, $P_G(F)$ prácticamente es cero. Por lo cual la ecuación 13 se reduce a:

$$P(F > F_I) = \eta P_R(F > F_I / R) \quad (10)$$

Reemplazando la ecuación 8 en 10 se tiene:.

$$P(F > F_I) = \frac{\eta}{\sigma_r^2} 10^{-F_I/10} = P_0 10^{-F_I/10} \quad (11)$$

Donde $P_0 = \frac{\eta}{\sigma_r^2}$ es el factor de aparición del desvanecimiento (probabilidad de desvanecimiento) y depende de la longitud del enlace, frecuencia, terreno y clima. Como resultado se obtiene que la probabilidad de superar un desvanecimiento F_I dado, es:

$$P(F) = P_0 10^{-F_I/10} \quad (12)$$

C. Desvanecimiento Selectivo

En los sistemas de radio digital el desvanecimiento selectivo es, a menudo, la principal fuente de deterioro o degradación del BER. En la transmisión de radio análogo, el desvanecimiento selectivo causa distorsión por intermodulación pero este efecto es secundario si se compara con el desvanecimiento plano [6].

Este desvanecimiento es función de la frecuencia y es necesario conocer: El porcentaje de tiempo en el que un desvanecimiento multitrayecto tendrá carácter selectivo, el modelo de la función de transferencia del multitrayecto *FTM*, al menos para el ancho de banda de interés y la estadística de los parámetros que intervienen en el modelo. El receptor ve una suma de varias replicas de la señal transmitida desde múltiples capas atmosféricas y posibles reflexiones de la tierra. La respuesta al impulso de un canal, puede ser representada por una suma de funciones delta.

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \delta(t - t_n) \quad (13)$$

La correspondiente respuesta en frecuencia, o función de transferencia de voltaje complejo en radianes esta dada por:

$$H(w) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \exp(-jw t_n) \quad (14)$$

La esencia del problema del modelamiento del canal es caracterizar $H(jw)$ en el intervalo de frecuencia (ancho de banda del canal) de interés en un camino que contabilice estas variaciones temporales.

Los modelos de la función de transferencia del multitrayecto se caracterizan en: Modelos de rayos, los cuales tienen en cuenta un rayo directo y N ecos como se muestra en la ecuación 15 y el modelo polinómico, desarrollado en series de potencia de la función de transferencia, ver ecuación 16. En la practica se utilizan modelos de rayos simplificados (modelo de tres rayos y modelo de dos rayos), con el objeto de modelar en donde esta el "notch" y modelar un desvanecimiento selectivo superpuesto al plano [7].

$$H(w) = \sum_{i=0}^N a_i \exp[-j(w \tau_i + \theta)] \quad (15)$$

$$H(w) = H_0 + \sum_{i=1}^N (A_i + jB_i)(jw)^i \quad (16)$$

IV. PROBABILIDAD DE ERROR BER.

Considerando que el ruido térmico fuera la única perturbación existente, la probabilidad de error de bit dependería solamente de :

1. La distancia de decisión d .
2. La potencia normalizada del ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN-Additive White Gaussian Noise) presente en el receptor, que es igual al producto de la densidad espectral unilateral de ruido, por la anchura de banda equivalente en Banda Base B_N (Banda de Nyquist).

A. Probabilidad de Error a través de Canales de Ruido Blanco Gaussiano Auditivo (AWGN)

Una meta fundamental en los sistemas de transmisión de datos pasabanda corresponde a diseñar el receptor, de manera que minimice la probabilidad promedio de error de símbolo ante la presencia de AWGN y esta definida como:

$$P_e = \sum_{i=1}^M P_i P(m \neq m_i / m_i) \quad (17)$$

Donde m_i es el símbolo transmitido, m es la estimación producida por el receptor y $P(m \neq m_i / m_i)$ es la probabilidad de error condicional, dado que se envió el i -ésimo símbolo. Se afirma que la recepción que se produce será óptima en el sentido de la probabilidad mínima de error [5].

Para sistemas M -PSK la expresión general para la probabilidad de error de bit es [4]:

$$P_e = \frac{1}{\log_2 M} \text{erf}(z) \quad (18)$$

Donde erf es la función de error y z esta dado por:

$$z = \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \left(\sqrt{\log_2 M} \right) \left(\sqrt{E_b / N_0} \right) \quad (19)$$

En la Fig. 1 se representa una curva de P_e en función de E_b/N_0 (dB) para un sistema de modulación 4-PSK.

De igual manera la expresión general para la probabilidad de error de bit para sistemas QAM de L niveles es:

$$P_e = \frac{1}{\log_2 L} \left(\frac{L-1}{L} \right) \text{erfc}(z) \quad (20)$$

Donde erfc es la función de error complementario y z esta dado por:

$$z = \frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \left(\sqrt{E_b / N_0} \right) \quad (21)$$

B. Probabilidad de Error a través de Canales con Distribución Rayleigh

En radiocomunicaciones se utiliza la distribución de Rayleigh para describir la variación estadística de la envolvente de la señal resultante de la propagación multirrayecto.

Si denominamos r a esa envolvente (amplitud), la función de densidad de probabilidad es:

$$P(r) = (r/b) \exp[-(r^2/2b)] \quad \text{para } r \geq 0 \quad (22)$$

Utilizando las funciones `berawgn()` para cálculo de BER teórico ante ruido AWGN y `berfading()` para cálculo de BER en canales con desvanecimiento Rayleigh provistas por la aplicación MATLAB 7.0 – R14, generamos la gráfica de la figura 1, para un sistema con modulación 4-PSK, en un rango E_b/N_0 de 1-70 dB.

Como resultado, al comparar los canales con desvanecimientos Rayleigh y con desvanecimiento AWGN, son claras las consecuencias del desvanecimiento Rayleigh sobre la BER, ilustrando una degradación del sistema de comunicaciones, que puede ser caracterizada por la probabilidad de no disponibilidad del enlace, hasta el punto de tener que considerar un apagón. Por ejemplo en la gráfica se puede apreciar que para conseguir valores de BER de 10^{-3} en un sistema 4-PSK se necesita aproximadamente un E_b/N_0 de 7 dB para AWGN, mientras que en condiciones de desvanecimiento Rayleigh se requieren 24 dB.

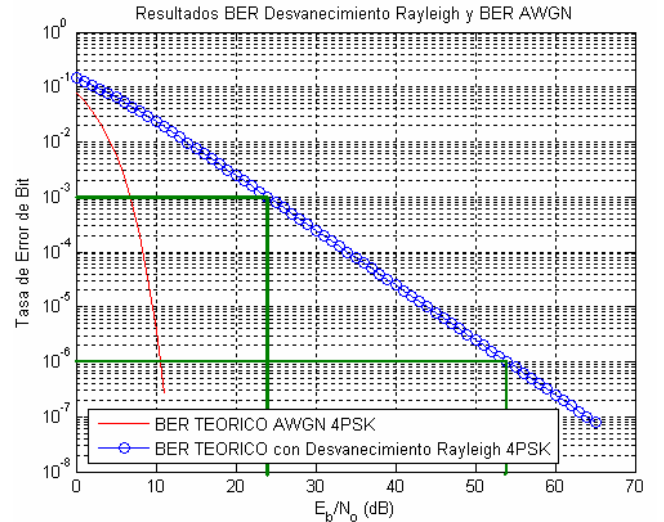


Figura 1. BER con Desvanecimiento Rayleigh y BER AWGN para esquema 4-PSK.

En la práctica, el ancho de banda equivalente de ruido del receptor, B_{eq} , es mayor que el ancho de banda de Nyquist, y suele especificarse la relación C/N para ese ancho de banda equivalente, designándolo mediante la notación $(C/N)_{eq}$, la cual asociándola con el E_b/N_0 nos permite obtener:

$$\frac{E_b}{N_o} = \left(\frac{C}{N} \right)_{eq} \frac{BW}{V_{tx}} \quad (23)$$

Donde N es la potencia de ruido térmico. Los valores de $BW=B_{eq}$ y V_{tx} son dependientes de la aplicación y diseño del sistema de comunicaciones.

Cuando se presenta desvanecimiento selectivo cambia el valor del margen de desvanecimiento hallado, puesto que el valor de la potencia recibida en el receptor disminuye gracias a que la probabilidad de error de bit BER aumenta.

V. MÉTODOS PARA LA EVALUACION DE LA CALIDAD (FIDELIDAD) EN RADIOENLACES DIGITALES

La disponibilidad cuantifica la probabilidad de que el sistema se encuentre en condiciones de funcionamiento en un momento dado. La fidelidad se cuantifica al porcentaje de tiempo en el que hay una *BER* por encima de un umbral (microinterrupciones y degradaciones ligeras y breves), se suele medir en el mes más desfavorable. La calidad de disponibilidad esta ocasionada por el mal funcionamiento de los equipos o por la lluvia y la calidad de fidelidad viene dada por desvanecimiento plano o desvanecimiento selectivo.

La probabilidad de salidas (outages) o no disponibilidad debido a la disminución de la potencia recibida causada por el desvanecimiento plano esta dada por la ecuación 12, con $P(F) = P_{NDP}$, y la ecuación que describe la probabilidad de no disponibilidad total del enlace P_{NDT} esta descrita por:

$$P_{NDT} = P_{NDP} + P_{NDS} \quad (24)$$

Con P_{NDS} como la probabilidad de no disponibilidad para el desvanecimiento selectivo. De igual manera se distingue entre enlaces de pequeña y media / alta capacidad. Por lo cual en enlaces de pequeña capacidad (< 34Mbps) solo se tiene desvanecimiento plano, luego:

$$P_{NDT} = P_{NDP} = P_0 10^{-F_1/10} \quad (25)$$

Para capacidad media / alta existen dos métodos [7], (método de la signature y método del margen neto de desvanecimiento).

A. Método de la Firma (Signature)

La probabilidad de no disponibilidad para el desvanecimiento selectivo se puede expresar como:

$$P_{NDS} = \eta * p(o/\eta) \quad (26)$$

Donde η es la probabilidad de desvanecimiento multirayecto, la cual se calcula de acuerdo a la expresión empírica que relaciona la η y P_0 , dada por la ITU-R.

$$\eta = 1 - \exp(-0.2P_0^{0.75}) \quad (27)$$

Y $p(o/\eta)$ es la probabilidad de desvanecimiento selectivo condicionada a desvanecimiento multirayecto, la cual se puede calcular a través de la signature con:

$$p(o/\eta) = \frac{CP_b(1)k\langle\tau^2\rangle}{T_s^2} \quad (28)$$

Con C como un factor constante, $p_b(1)$ valor de la probabilidad de b para $b = 1$. Se toma de una tabla, k es una constante que depende de la signature. Existen valores típicos para distintos receptores, o se calcula, $\langle\tau^2\rangle$ es la varianza del retardo del eco, y T_s es el periodo del símbolo. Luego de calcular esta probabilidad se calcula la probabilidad total de no disponibilidad con la ecuación 24.

B. Método de Margen Neto

Permite calcular la probabilidad de no disponibilidad total directamente, la idea es calcular la P_{NDT} de la misma manera que se calcula la P_{NDP} partiendo de la ecuación 24 y despejando el margen de disponibilidad total:

$$P_{NDT} = P_{NDP} + P_{NDS} = P_0 10^{-F_1/10} + P_{NDS} = P_0 10^{-F_T/10} \quad (29)$$

Despejando el valor de F_T se obtiene:

$$F_T = F_1 - 10 \log_{10} \left(1 + \frac{P_{NDS}}{P_0} 10^{F_1/10} \right) \quad (30)$$

C. Cálculo del Margen de Desvanecimiento Plano

El margen de desvanecimiento plano se calcula dependiendo de la probabilidad de disponibilidad plana del enlace P_{DP} es decir: Si se debe cumplir con una P_{DP} de 0.99995, (parámetro de diseño), la probabilidad de no disponibilidad es $P_{NDP} = 1 - P_{DP}$, luego P_{NDP} es 0.00005. En términos de porcentajes se tiene, $P_{DP} = 99.995\%$ y $P_{NDP} = 0.005\%$. Para calcular el margen de desvanecimiento plano F_1 se utiliza la ecuación 25. Este valor de desvanecimiento F_1 , es el que se tiene en cuenta para el cálculo C (dBm) en la Ec. 4, haciendo M (dB) = F_1 .

VI. METODOLOGÍA PROPUESTA

La metodología propuesta se puede discriminar en tres (3) etapas:

A. Generación de gráfica

Utilizando las funciones *berawgn()* y *berfading()* provistas por la aplicación MATLAB 7.0 – R14, generamos una gráfica similar a la figura 1, de acuerdo con el sistema de modulación a utilizar (4-PSK, 8-PSK, 4-QAM, etc) y utilizando un rango E_b/N_0 en dB que nos permita obtener los valores para un BER de 10^{-3} y un BER de 10^{-6} .

B. Cálculo de C (dBm) en condiciones ideales de recepción

Utilizando la gráfica generada (ver ejemplo Fig. 1), de la curva correspondiente al AWGN se obtiene el valor de E_b/N_0 para la probabilidad de error 10^{-3} o 10^{-6} (dependiendo del objetivo de calidad determinado para el enlace). Con este valor y dados un NF del equipo receptor, así como la V_{TX} (bps) calculamos con la ecuación 5 la Sensibilidad del receptor $S_3 = U_3$ (Umbral de Rx para BER 10^{-3}).

Utilizando la ecuación 25 se obtiene M (dB) = F_1 , y como ya conocemos U_3 (dBm) calculamos C_3 (dBm) con la Ec. 4.

C. Recalculo de C (dBm) y M (dBm) afectado por desvanecimiento multirayectoria.

Utilizando nuevamente la gráfica, de la curva correspondiente al desvanecimiento Rayleigh se obtiene el valor de E_b/N_0 para la probabilidad de error determinada (ejemplo 10^{-3}). Con este nuevo valor, el cual denominaremos $(E_b/N_0)_{RAYLEIGH}$ y con el obtenido en el paso B, el cual denominaremos $(E_b/N_0)_{AWGN}$ calculamos el Margen de Desvanecimiento adicional M_{AD} así:

$$M_{AD} \text{ (dB)} = (E_b/N_0)_{RAYLEIGH} - (E_b/N_0)_{AWGN} \quad (31)$$

Obtenido el M_{AD} y considerando el M (dB) = F_1 calculado en el paso B, obtenemos un nuevo Margen de desvanecimiento, el cual se calculará como:

$$M_{\text{RAYLEIGH}} (\text{dB}) = M_{\text{AD}} (\text{dB}) + F_1 (\text{dB}) \quad (32)$$

Hacemos entonces $M (\text{dB}) = M_{\text{RAYLEIGH}} (\text{dB})$, y manteniendo el valor de $U_3 (\text{dBm})$ obtenido en el paso B, recalculamos $C (\text{dBm})$.

Considerando que ya se tienen los valores de P_{TX} , A y $C=P_{\text{RX}}$, se despeja el valor necesario en las Ganancias de las Antenas, mediante la ecuación 3.

Si asumimos que $M_{\text{RAYLEIGH}} = F_T = \text{Margen de Desvanecimiento Total}$ teniendo en cuenta el desvanecimiento selectivo en frecuencia, se puede calcular la probabilidad de no disponibilidad total del enlace con la ecuación 29 (método de margen neto) y de igual manera se puede hallar la probabilidad de no disponibilidad selectiva del enlace.

VII. EJEMPLO DE CÁLCULO

Suponemos un enlace digital de Microondas con $F=10 \text{ GHz}$, Distancia enlace = 28 Km, Zona = Marítima y costera, con Tasa de precipitación = 4 mm/h (Lluvia moderada), Tipo de modulación = 4PSK, $V_{\text{TX}} = 34 \text{ Mbps}$, Filtro en coseno alzado con $\alpha = 0,5$, confiabilidad deseada de 99,999 % y BER mínimo objetivo = 10^{-3} para Umbral de Rx.

Descripción	Nm	Cálculo	Método
Objetivo confiabilidad	R	0.9999 9	Exigencia
Distancia (Km)	D	28	Según planos.
logD (dB)		1.447	
Frecuencia (GHz)	F	10	Especificación
Velocidad Tx (Mbps)	V_{TX}	34	Especificación
$10\log V_{\text{tx}}$ (dB)		75.31	
Potencia Tx (W)	P_{TX}	1	Especificación
Potencia Tx (dBm)	P_{TX}	30	
Líneas de Tx $L_{\text{TX}}+L_{\text{RX}}$ (dB)	L_{TX}	4	Especificación
Figura ruido (dB)	NF	10	Especificación
Pérdida x Lluvia (dB)	Aa	5.6	ITU-R. Rep.338
Pérdida Espacio libre (dB)	Ao	141.34	Friis
Atenuación Total (dB)	A	151.94	Freeman
Ancho de Banda Rx (MHz)	B_T	25.5	ITU-R
Margen Desvanecimiento	M	47.21	Barnett-Vigants
M. Desvanecimiento Plano	F1	36.42	Ecuación 25
$(E_b/N_o)_{\text{AWGN}} \text{ BER } 10^{-3}$	W	7	De la Figura 1
$(E_b/N_o)_{\text{RAYLEIGH}} \text{ BER } 10^{-3}$	W	24	De la Figura 1
Desvanecimiento adicional	Mad	17	Ecuación 31
Desvanecimiento total (dB)	F_T	53.42	Ecuación 32
Umbral $\text{BER } 10^{-3} (\text{dBm})$	U_3	-81.69	Ecuación 5
P_{RX} para M Barnett (dBm)	P_{RX}	-34.48	Barnett-Vigants
P_{RX} canal AWGN (dBm)	P_{RX}	-45.27	Ecuación 4
Ganancia antena Tx = Rx	Ga	37.8	Ecuación 3
P_{RX} canal D. Rayleigh	P_{RX}	-28.27	Ecuación 4
Ganancia antena Tx = Rx	Ga	46.33	Ecuación 3

Tabla 1. Ejemplo de cálculo de radioenlace digital.

VIII. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Se observa una pequeña diferencia entre el Margen de

desvanecimiento calculado con el método Barnett-Vigants (47,21 dB) y el propuesto (53,42 dB). La Ganancia requerida por las antenas resultó de 46.33 dB, si se quiere mantener la disponibilidad del enlace teniendo en cuenta los desvanecimientos selectivos en frecuencia por multitrayectoria, sin embargo, como esta ganancia obliga a un diámetro muy grande de antena parabólica (2.7 metros), y considerando que el Margen de desvanecimiento ya supera los 45 dB, es recomendable utilizar técnicas de Diversidad para garantizar la disponibilidad objetivo.

IX. CONCLUSIONES

Efectuados otros cálculos de radioenlace con el método propuesto, variando parámetros de modulación, V_{TX} , tipo de zonas y confiabilidad, y comparando resultados con otros métodos, encontramos que las diferencias son mínimas (en el presente ejemplo es de 6 dB). Sin embargo, como cualquier nuevo método de cálculo, se requiere continuar con su validación y comprobación exhaustiva en el campo, antes de proponerlo oficialmente a la comunidad científica. Por el momento lo ofrecemos como una herramienta de cálculo efectiva y sencilla, resaltando además su bajo costo.

X. AGRADECIMIENTOS

Los autores queremos expresar nuestros agradecimientos a la Empresa Telefónica-Telecom por su colaboración en el suministro de la información de campo correspondiente al Plan Boyacá.

REFERENCIAS

Revistas:

- [1] D. P. Taylor, y P. R. Hartmann, "Telecommunications by microwave digital radio," *IEEE Communications Magazine*, vol. 3, pp. 12, Apr. 1988W.
- [2] D. Rummler, A New Selective Model: Application to Propagation Data (Paper style), Bell Syst. Tech. J., June 1979.

Libros:

- [3] V. D. Segovia, "Radiocomunicaciones," Capítulo 2 Radioenlaces terrenales de servicio fijo. RCM-2-20.
- [4] W. Tomasi. Sistemas de comunicaciones electrónicas (Book style), 4ta ed, Mexico, Prentice Hall, 2003.
- [5] S. Haykin, Communications System (Book Style), 3ra Ed, United States: John Wiley, 1994.

Informes Técnicos:

- [6] "Propagación de microondas y calidad de transmisión," Material didáctico plan Boyacá.

Disertaciones:

- [7] F. J. Murillo, "Radiación y radio comunicación," Tema 7 Radiopropagación. d. 7.103. y Tema 8 Radioenlaces terrenales de servicio fijo. d. 8.71-72.